SEDE DELLA SOCIETÀ

ING. S. & DR. GUIDO **BELOTTI**
PIAZZA TRENTO, 8
20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI-MILANO

UFFICI: C. P.
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

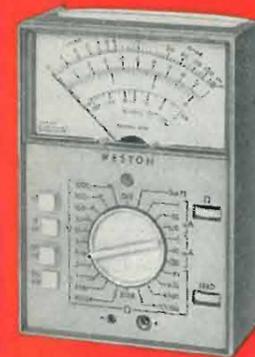



Fig. 2 - Tester portatile

Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

Fig. 6 - Oscilloscopio

Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

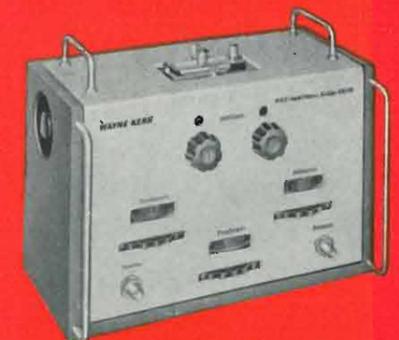



Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

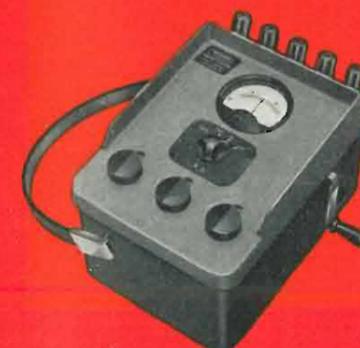



Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

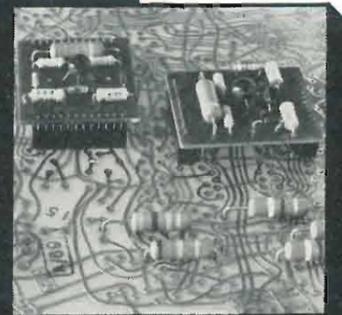
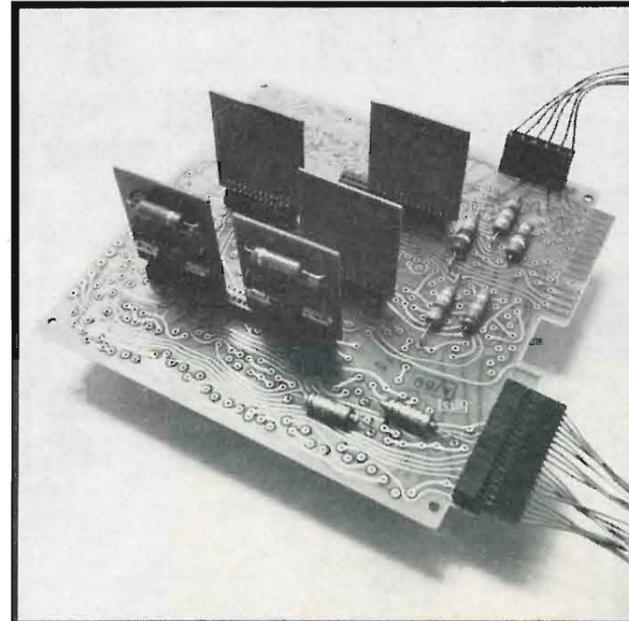
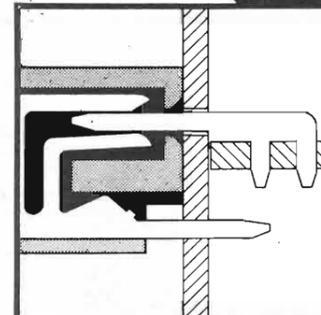
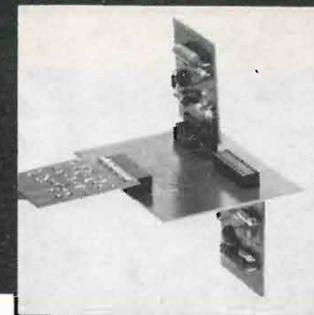
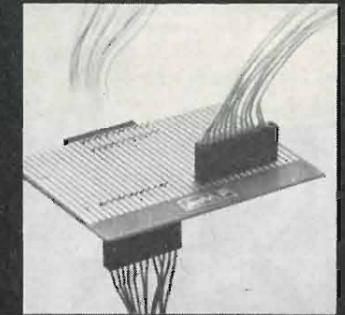
MODEM

per trasmissione dati

Velocità da 200 a 96000 bit/sec. ○ struttura unificata per utilizzazione da tavolo e da rack ○ unità di controllo separabile ○ interfaccia secondo norme CCITT ○ affidabilità estrema, garantita dall'impiego esteso di circuiti digitali e piastre di cablaggio. Cinque caratteristiche fra le molteplici che sono comuni a una gamma completa di modem realizzati - per soddisfare qualsiasi problema di trasmissione - dalla:

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. (02) 4388.1

SPS 123-05

MODULARIZZAZIONE: ECONOMIA!

Connessione sandwich

Tecnologia di connessione

Connessione scheda-scheda

Connessione scheda-filo

ECCO UN'ALTRA RIVOLUZIONE AMP

La modularizzazione costa troppo cara. Chi lo dice non ci conosce. Gli chiediamo scusa. Scusa di non avergli mai parlato del nostro Commercial Interconnession System. Di non avergli mai detto che il Commercial Interconnession System rivoluziona i metodi, i tempi e i costi di produzione nell'elettronica commerciale. Perchè permette connessioni scheda-scheda e scheda-filo. Connessioni dall'alto, dal basso, di lato e sandwich. Perchè è versatile, compatto, di basso costo. E adesso a voi. Anche la modularizzazione può offrirvi concrete economie.

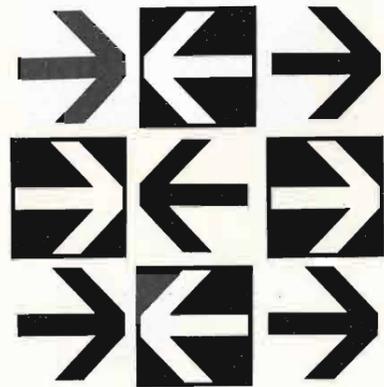
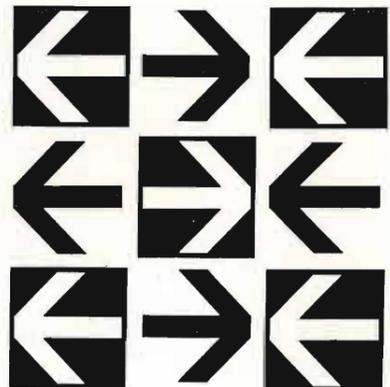
AMP Italia S.p.A.

Ulteriori informazioni? Richiedetele a:
AMP Italia S.p.A. - Corso F.lli Cervi 15
10093 Collegno (Torino) - Tel. 78.56.56

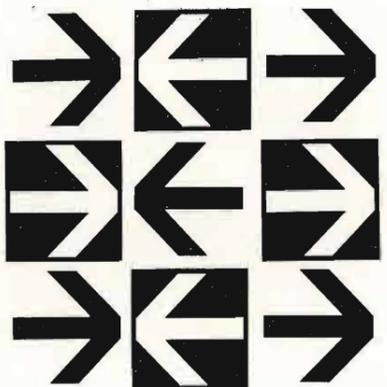
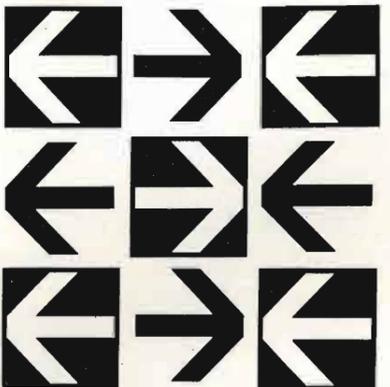
UN SALTO NELL'ELETTRONICA DI DOMANI

dolci 2

SIP Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a.

le reti di telecomunicazioni per la elaborazione elettronica a distanza

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

■ Scambio di informazioni a distanza ad alta velocità tra elaboratori e terminali per dati

■ Configurazione dei collegamenti secondo le diverse esigenze elaborative dell'utenza

■ Elaboratori di grande potenza raggiungibili ovunque istantaneamente da più utilizzatori

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

le sedi della SIP sono a disposizione dell'utenza per
informazioni preventivi progetti

Superate il muro dell'aritmetica!

Con tutta questa potenza in più!

Logaritmi, funzioni trigonometriche, radici, esponenziali e altre funzioni complesse. L'HP-35 mastica ben più che semplice aritmetica.
Che siate un ingegnere o uno scienziato, un accademico, uno statistico o un topografo, l'HP-35 è il calcolatore che avete sempre sognato. Guardate un po' cosa sa fare.

*Molto di più che semplice aritmetica!

Funzioni esponenziali e logaritmi: log, ln, e^x, x^y.
Funzioni trigonometriche: sin, cos, tan, arc sin, arc cos, arc tan.
Altre funzioni: $1/x$, $\sqrt{x}$, π.
Campo dinamico: 200 decadi (da 10^{-99} a 10^{99}).
Velocità di calcolo: 60-500 millisecondi.
Precisione: alla decima cifra.
Punto decimale: risultati in virgola mobile o notazione scientifica, con passaggio automatico.

*Ha la potenza di 30.000 transistors.

L'**HP-35** è il risultato dell'esperienza tecnica dei laboratori centrali Hewlett-Packard, in California. E la Hewlett-Packard è la maggiore produttrice di apparecchiature elettroniche di precisione - con più di 2000 strumenti, compresi computers e calcolatori programmabili.

*Completo: pronto all'uso.

L'HP-35 costa L. 200.000 + IVA 12%, completo di ricaricatore e batteria al nikel-cadmio, manuale per l'uso e custodia in pelle. Ed è garantito per un anno intero.

*10 giorni in prova, con sconto del 5%.

Già più di 50.000 utenti soddisfatti risparmiano tempo, noie e denaro, con questa piccola meraviglia.
Per ordinarlo, ritagliate il modulo d'ordine e scegliete le modalità di pagamento che preferite. Se non ne sarete completamente soddisfatti potrete restituire entro 10 giorni l'**HP-35**, e sarete completamente rimborsati.

*Funziona dovunque e quando volete.

Funziona sia a batteria che collegato alla presa di corrente. L'indicatore numerico ha le cifre formate da matrici di diodi luminosi allo stato solido: dieci per il risultato, due per l'esponente, una per il segno e un'altra per il punto decimale.

*Basta annotazioni!

Risultati intermedi e costanti vengono richiamati automaticamente. L'**HP-35** ha 5 registri-dati.

HEWLETT hp PACKARD

Modulo d'ordine

Alla Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
Via A. Vespucci, 2 - 20124 Milano - Tel. 6251.

Speditemi con pacco raccomandato l'**HP-35** completo di accessori, per lire 200.000 + IVA 12% (le spese di spedizione sono a vostro carico). Se non ne sarò completamente soddisfatto vi riinvierò l'**HP-35**, con tutti gli accessori, entro 10 giorni; e sarò in questo caso interamente rimborsato.

Preferisco il seguente tipo di pagamento:

☐ Addebitate L. 200.000 + IVA 12% alla mia Società: un buono d'ordine ufficiale è qui accluso.

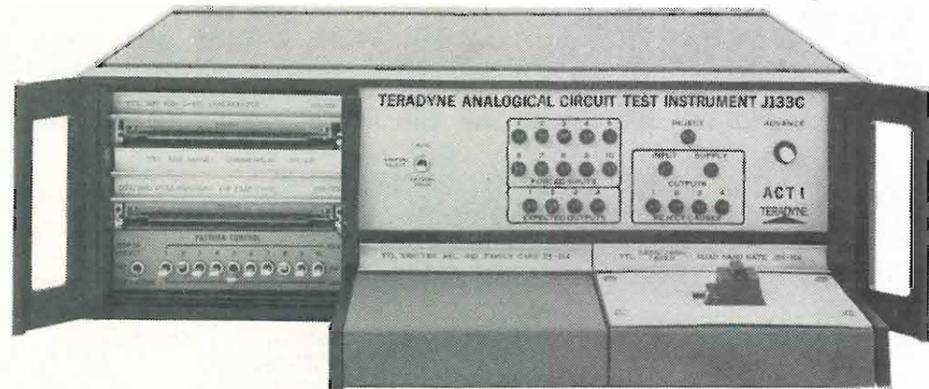
☐ Accludo a questo modulo d'ordine un assegno di L. 213.000, (IVA compresa) usufruendo così dello sconto del 5% per pagamento all'ordine.

Nome .... Incarico ....
Ditta ....
Indirizzo ....

Firma ....
Assegno N° .... Banca ....

Hewlett-Packard Italiana S.p.A. - Via Vespucci, 2 - 20124 Milano - Tel. 6251.

OD

Più di metà delle persone che acquistano apparecchi di prova per circuiti integrati digitali preferiscono questo «tester».

Ed ecco perchè:

è completo:
Il J133C esegue sia le prove funzionali che quelle parametriche a corrente continua, mediante schede programmate sulla base delle specifiche del dispositivo, che garantiscono la correlazione con le caratteristiche del distributore.

è versatile:
Le schede programmate sono disponibili per ROM e RAM, dal TTL e DTL al CMOS. Il J133C prova inoltre dispositivi a 24 terminali.

è di facile impiego:
nessuna installazione: basta inserirlo ed usarlo. Nessuna programmazione: le schede programmate inseribili provvedono completamente alla programmazione Nessuna operazione di controlli: basta inserire il circuito integrato da provare. Nessuna strumentazione: basta ossevare le lampade spia.

è estensibile a piacere:
Il J133C cresce a seconda delle vostre necessità. Con il suo pannello di controllo è possibile seguire la funzione, la tensione o la corrente per ciascun terminale. Mediante l'unità sequenziale di controllo si può fare una valutazione qualitativa e quantitativa dal punto di vista funzionale dei dispositivi inefficienti. Con le schede non programmate si può perfino « scrivere » un proprio programma a piacere.

è compatibile:
sono disponibili interfacce per classificatori automatici e waferprobers.

è fidato:
Il J133C è costruito in modo da tollerare un pesante impiego industriale. Non esige, cioè, nè rettifiche nè calibrature o tarature, non richiede ventilatori, è composto da parti collaudate al 100% e, se ciò non bastasse, gode di una garanzia per ben 10 anni.

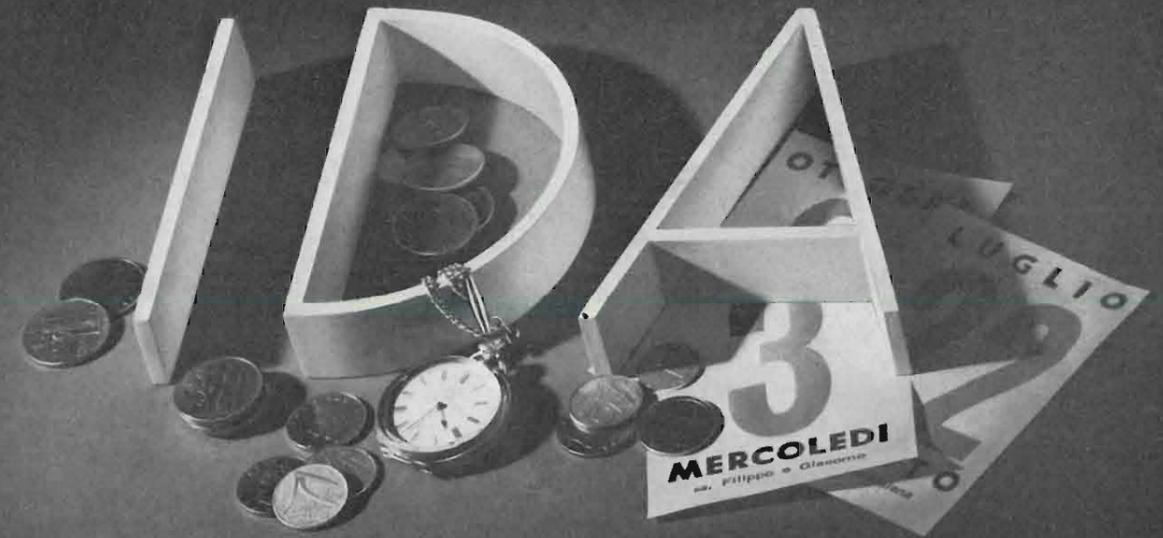
è di minimo costo:
Il J133C costa talmente poco che si può ammortizzare in pochi mesi, perfino con un moderato tasso di impiego dei circuiti integrati. Ancora più importante: quando un J133C dichiara che un circuito integrato è efficiente, questo circuito può essere montato sui vostri prodotti senza alcuna preoccupazione. E questo, evidentemente, è il vero motivo per cui l'industria considera il J133C come la soluzione ottimale del problema per il collaudo entrata.
Chiedeteci altre informazioni.

Scrivere o telefonare a
TERADYNE ITALIA spa. Viale America 111
00194 - ROMA EUR Tel. 594.762 - 591.5780

TERADYNE

IMPIANTO DOCUMENTAZIONE ADDEBITI
per centrali telefoniche private

IDA

OTTOBRE LUGLIO
3 MERCOLEDI

...per dare un nome a chi telefona

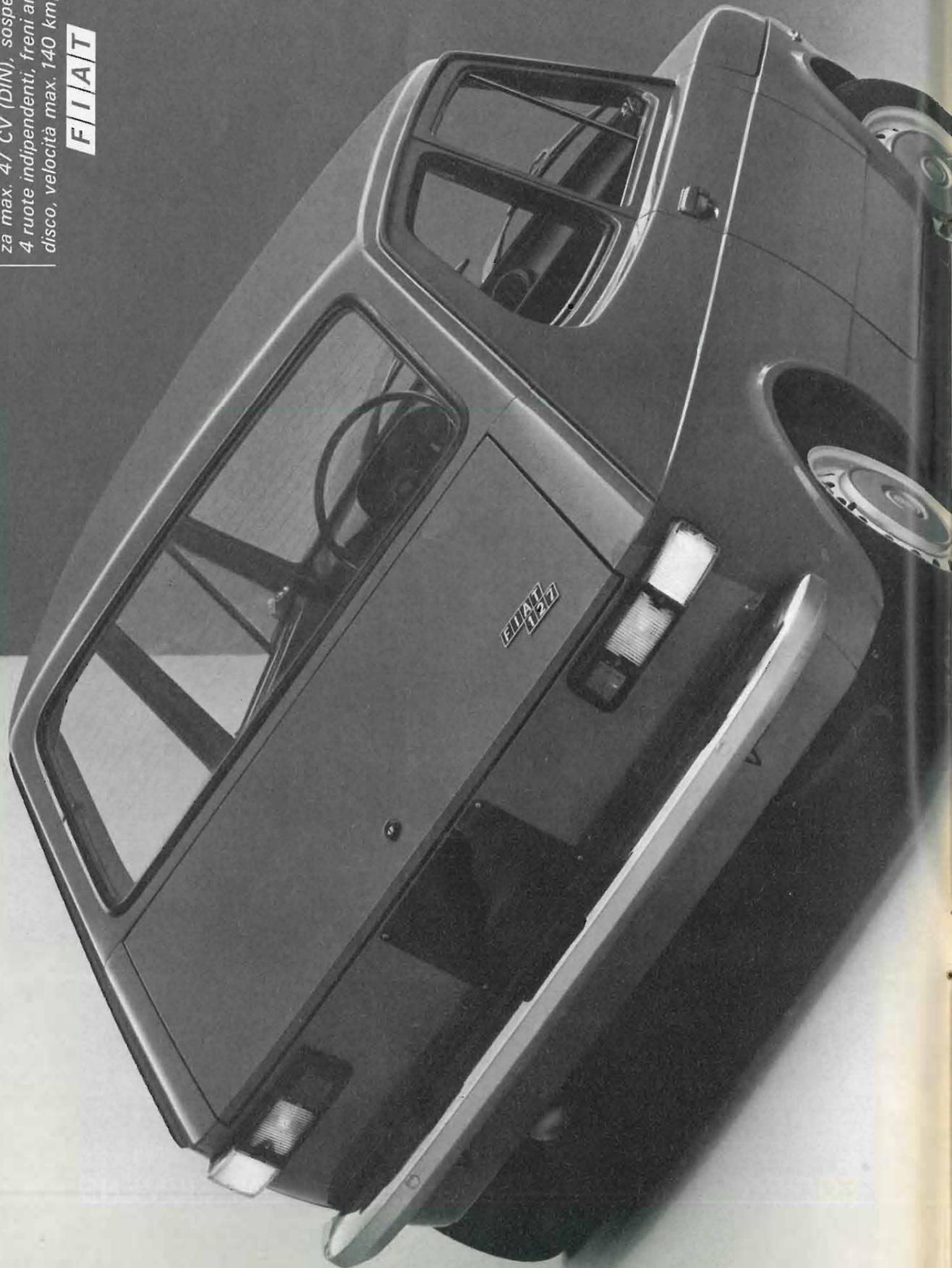
e per rilevare l'ora, il giorno, l'esatta determinazione dei costi di conversazione. L'impianto automatico per la documentazione degli addebiti, naturale complemento dei moderni impianti telefonici privati, consente infatti il rilevamento continuo del traffico urbano-interurbano.

Inoltre:
- *traffico telefonico più spedito*
- *risparmio di posti d'operatrice*
- *maggior consapevolezza dei costi per le telefonate interurbane da parte degli utenti*
- *riduzione dei costi per le chiamate in teleselezione*

SPS 283/02

TELECOMUNICAZIONI SIEMENS AUSO

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. 4388

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 5 — ANNO XXII

SETTEMBRE OTTOBRE 1973

DA PAGINA 157 A PAGINA 200

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sommario:

pagina

La fotografia di copertina illustra i tubi da ripresa video Westinghouse WX-31841 del tipo Electron Bombarded Silicon (EBS) ed usati nelle prove descritte nell'articolo di pagina 175. Tali prove sono state condotte allo scopo di studiare il comportamento di tali tubi nelle riprese di scene in movimento poco illuminate.

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

RASSEGNA DEI PIÙ RECENTI SVILUPPI TECNOLOGICI PER I CIRCUITI INTEGRATI A SEMICONDUTTORE

VITTORIO GHERGIA, LUCIANO LEPRONI (*)

SOMMARIO — Le tecnologie dei circuiti integrati a semiconduttore hanno avuto in questi due ultimi anni interessanti sviluppi con l'introduzione di nuove tecniche di progetto e di processo. In questo articolo vengono presi in esame soprattutto i progressi fatti nelle tecniche di isolamento che hanno portato la tecnologia bipolare ad essere competitiva con la tecnologia MOS nei confronti dell'area occupata dai componenti, nonché le tecniche di depurazione, di impiantamento ionico e di silicio su zaffiro che hanno aumentato notevolmente le velocità operative dei dispositivi MOS. A conclusione, viene fatto un accenno a nuove tecnologie che prevedibilmente entreranno, entro breve tempo, in competizione con quelle attualmente impiegate.

SUMMARY — ***Review of semiconductor integrated circuits: latest developments.*** *In the last two years, semiconductor integrated circuit technologies evolved rapidly, owing to the use of new processes and design. In this paper, insulation techniques improvements, that are reducing bipolar circuits size, and gettering, ion implantation and silicon on sapphire techniques, which increase MOS operation velocity, are examined. Finally, some new technologies, which are expected to become in short time competitive, are reported.*

1. Richiami alla tecnologia planare e ai processi di fabbricazione dei circuiti bipolari e MOS.

I circuiti integrati a semiconduttore sono il prodotto della evoluzione della tecnica planare nata, sul finire degli anni Cinquanta, per la produzione di soli transistori, quando i dispositivi a semiconduttore al silicio presero il sopravvento sui primi componenti al germanio.

Le novità introdotte dalla tecnica planare sono consistite essenzialmente nello sfruttare la caratteristica proprietà del silicio di poter generare con facilità uno strato omogeneo ed aderente di ossido superficiale e nel far uso delle grandi possibilità di precisione e riproducibilità permesse dalla tecnica fotolitografica per ricavare in esso le finestre attraverso le quali introdurre nel semiconduttore gli elementi droganti.

L'elemento base dei circuiti integrati planari è il monocristallo di silicio che si presenta, dopo l'accrescimento, come una « carota » del diametro di circa $2 \div 3$ pollici. La carota viene tragliata in fettine, dette slices, dello spessore di circa 300 μm (i tagli preferiti sono di solito fatti secondo i piani cristallografici 111 o 100). Ottenuto lo slice, iniziano le operazioni di *accrescimento epitassiale*, di *ossidazione* e di *diffusione* e quelle di *fotoincisione* proprie dei diversi tipi di dispositivi.

L'*accrescimento epitassiale* consiste nel fare crescere sulla superficie della fettina di silicio una pellicola, pure di silicio, che mantenga le caratteristiche di monocristallinità del materiale sottostante. Si accrescono epitassialmente strati dello spessore variabile da $1 \div 3$ μm fino a qualche decina di micron a seconda delle applicazioni cui sono destinate le fettine; ed è possibile drogare lo strato mentre lo si accresce, in modo che esso contenga o impurità dello stesso tipo della fettina sottostante (ma con concentrazione diversa), oppure impurità di tipo diverso.

I componenti costituenti il circuito integrato (transistori, diodi, resistori...) vengono realizzati nello strato epitassiale, mediante operazioni di *diffusione* di impurità droganti di diverso tipo (tipo n: fosforo, antimonio, arsenico...; tipo p: boro, gallio, alluminio, indio...).

Il drogaggio solitamente avviene portando il silicio a contatto con un'atmosfera contenente le impurità droganti a temperature dell'ordine di $1000 \div 1100°$ C. Per poter drogare zone ben delimitate e non drogare le altre adiacenti, si usa come schermo l'*ossido di silicio* che si accresce spontaneamente sulla superficie della fettina di silicio quando questa è portata ad alte temperature (800° C $\div$ 1000° C) in atmosfera ossidante, e che, utilizzando *metodi fotolitografici*, può essere *inciso* chimicamente in modo selettivo rispetto al silicio sottostante.

Il processo di *fotoincisione* utilizza lastre fotografiche che riportano in scala 1 : 1 il disegno da riprodurre (queste maschere sono ottenute per riduzione fotografica dei disegni che in genere vengono fatti in scala 400 : 1 o 500 : 1); mediante queste maschere si impressiona con appropriata luce il materiale fotosensibile (fotoresist) con cui si è ricoperto lo strato di ossido di silicio.

Sviluppando il materiale fotosensibile si ottengono zone di ossido protette dal fotoresist ed altre no. Un attacco chimico a base di acido fluoridrico (che non attacca il fotoresist) permette di asportare l'ossido di silicio non protetto, scoprendo il silicio sottostante che non è attaccato dall'acido fluoridrico.

(*) Dott. ing. Vittorio Ghergia e dott. Luciano Leproni del CSELT (Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni) Torino.

Dattiloscritto pervenuto l'8 giugno 1973.

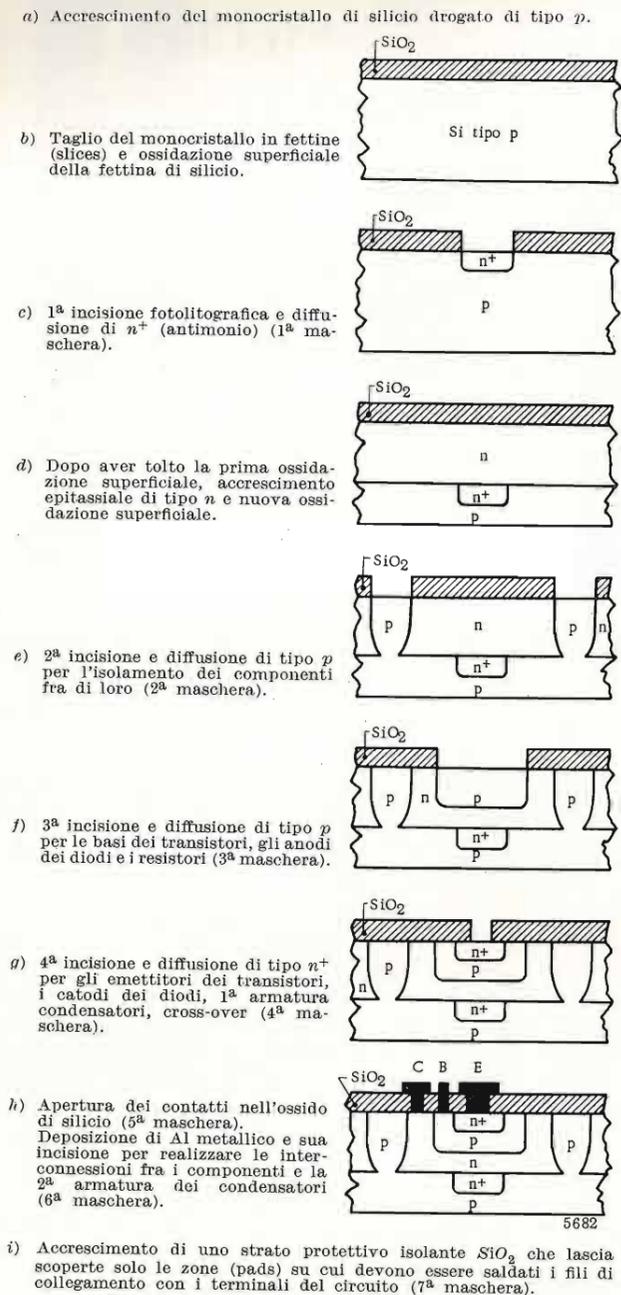



Fig. 1. — Processo di fabbricazione dei circuiti integrati bipolari.

A questo punto si effettua il drogaggio. Le impurezze droganti si depositano sulla superficie del silicio e vi penetrano per diffusione durante i successivi trattamenti termici.

Da ultimo si ottiene il circuito di interconnessione, evaporando su tutta la fettina opportuni materiali conduttori e ricavando in essa le geometrie volute con un ulteriore processo di fotoincisione.

Queste in sintesi le operazioni proprie del processo planare. Prima di passare all'esame dei processi di fabbricazione dei circuiti integrati bipolari e dei circuiti integrati MOS, occorre fare ancora una breve premessa.

I circuiti integrati si possono suddividere in circuiti logici e circuiti analogici a seconda che il segnale da esso trattato sia di tipo binario o meno. Le particolarità costruttive dei due tipi sono simili anche se non perfettamente uguali; poiché i circuiti di tipo logico hanno un mercato di gran lunga più vasto di quelli analogici, ci occuperemo nel seguito più dettagliatamente dei primi.

In figura 1 vengono riportate le operazioni necessarie per creare un circuito integrato di tipo bipolare con la tecnologia normale che è rimasta praticamente invariata dai primi anni del '60 fino ai primi del '70.

Il minimo numero di maschere richieste è come si vede 6 (in parecchi casi, come in fig. 1, viene aggiunta una settima maschera per il processo di protezione superficiale con SiO_2).

Il collettore è realizzato con lo strato epitassiale di tipo n; per avere una bassa resistenza di saturazione, al di sotto di esso è ricavata una zona (buried layer) a bassa resistività, ottenuta con un drogaggio particolarmente intenso (simboleggiato, come in fig. 1c, dalla sigla n^+). Per isolare i vari transistori si sono diffuse impurità di tipo p attraverso lo strato epitassiale e lungo tutto il perimetro dei componenti fino a raggiungere il substrato che è pure di tipo p.

Si forma quindi un diodo fra tutte le zone di tipo p (substrato più diffusioni di isolamento) e il collettore di tipo n; questo diodo durante il funzionamento del circuito viene polarizzato inversamente collegando al substrato il potenziale più negativo.

I maggiori svantaggi dovuti a questo tipo di isolamento sono i parametri parassiti e l'occupazione di spazio utile. Il peggiore dei parametri parassiti è la capacità che si viene a creare fra il collettore di ciascun transistore e il substrato per effetto della giunzione p-n inversamente polarizzata. Il valore della capacità parassita dipende:

— dalle resistività del materiale usato;

— dallo spessore dello strato epitassiale;

— dall'area del collettore del transistore.

Naturalmente la commutazione del transistore è legata alla possibilità di caricare e scaricare tale capacità parassita e questo fissa il prodotto velocità-potenza del componente per una data corrente e tensione.

Le diffusioni con la loro tridimensionalità (all'incirca uguale è la profondità di diffusione e l'allargamento orizzontale di essa) determinano poi l'occupazione di una percentuale di area da parte dell'isolamento rispetto all'area attiva, che rende ineconomico l'impiego di circuiti molto complessi, aventi cioè un numero assai elevato di componenti (oltre certe dimensioni la probabilità di trovare difetti nell'area della pastiglietta di silicio (chip) che comprende il circuito integrato aumenta in modo troppo alto per permettere rese economiche in produzione. Attualmente i chips di maggiori dimensioni sono dei prismetti rettangolari spessi 180 μm e con basi di 3 ÷ 4 mm × 3 ÷ 4 mm).

In figura 2 è riportato lo schema di fabbricazione di un circuito integrato MOS (Metal Oxide Silicon).

Come si vede il processo è molto più semplice di quello visto per i dispositivi bipolari: sono ora sufficienti solo 4 maschere ed una operazione di diffusione; inoltre non sono necessarie giunzioni polarizzate inversamente per disaccoppiare fra loro i singoli elementi di circuito.

In linea di principio è possibile avere 4 tipi di transistore MOS, come evidenziato dalla figura 3. In realtà, difficoltà tecnologiche varie hanno consentito, almeno inizialmente, di ottenere circuiti integrati di un solo tipo, e cioè a canale p ad arricchimento.

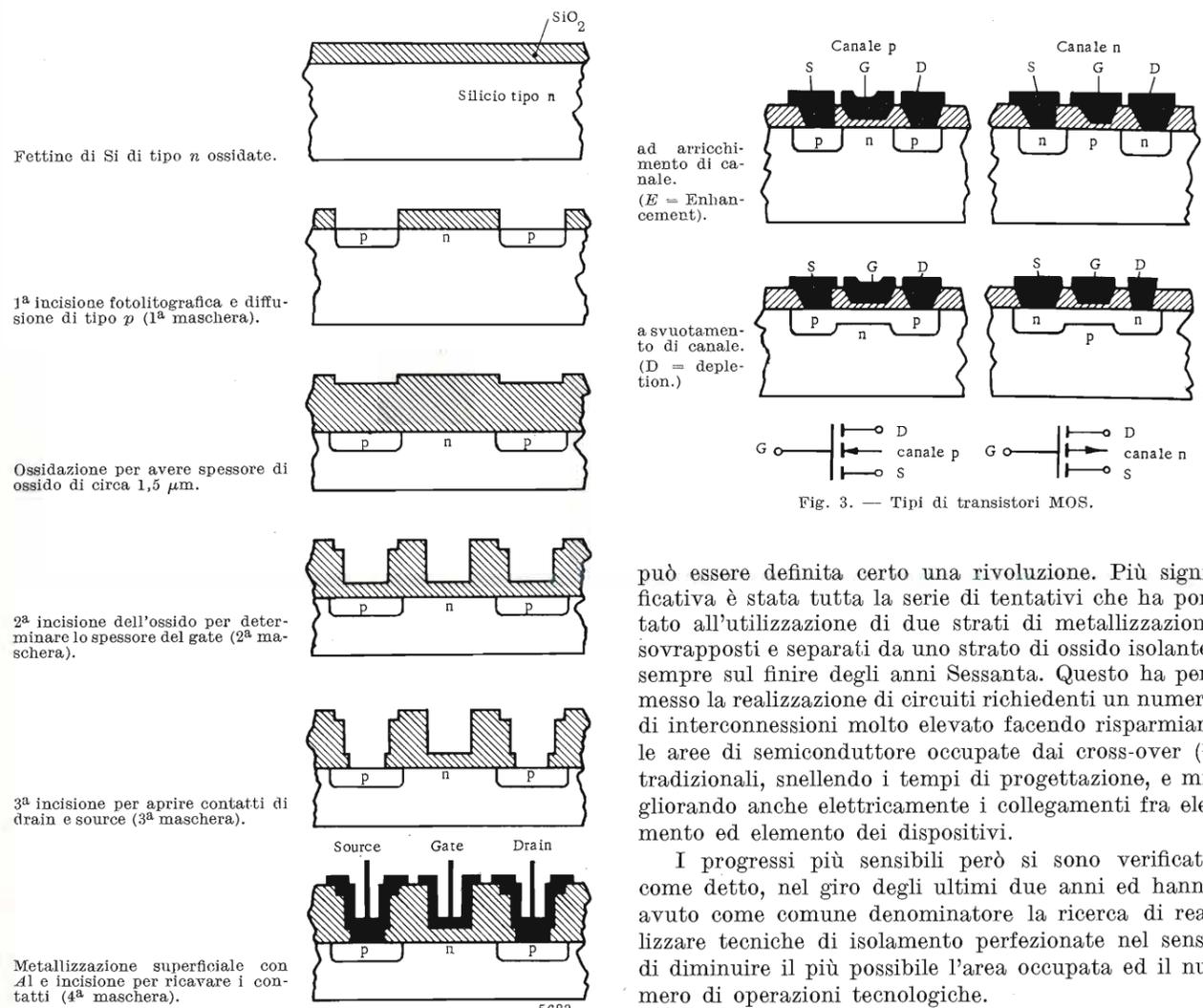



Fig. 2. — Processo di fabbricazione dei circuiti integrati MOS.

Fig. 3. — Tipi di transistori MOS.

2. Recenti sviluppi della tecnologia bipolare.

Esaminati rapidamente i circuiti integrati a semiconduttore di tipo normale, possiamo passare ora in rassegna i miglioramenti tecnologici che si sono realizzati in questi ultimi tempi per aumentare la competitività e l'economicità dei circuiti.

Cominciando dai bipolari c'è subito da osservare che tecnologicamente le varie famiglie logiche sono state realizzate in modo praticamente uguale per circa dieci anni, dalla loro comparsa cioè fino a circa uno o due anni fa. Nel corso di questo periodo i miglioramenti erano rivolti soprattutto a perfezionare le singole operazioni in modo da rendere minore possibile il numero degli scarti ed aumentare così la resa complessiva divenuta via via più bassa e preoccupante man mano che la complessità dei circuiti aumentava. C'è stata, è vero, l'introduzione dello strato protettivo di ossido di silicio (vapox) per proteggere le metallizzazioni superficiali di interconnessione, ma questa tecnica introdotta nella seconda metà degli anni Sessanta non può essere definita certo una rivoluzione. Più significativa è stata tutta la serie di tentativi che ha portato all'utilizzazione di due strati di metallizzazione sovrapposti e separati da uno strato di ossido isolante, sempre sul finire degli anni Sessanta. Questo ha permesso la realizzazione di circuiti richiedenti un numero di interconnessioni molto elevato facendo risparmiare le aree di semiconduttore occupate dai cross-over [1] tradizionali, snellendo i tempi di progettazione, e migliorando anche elettricamente i collegamenti fra elemento ed elemento dei dispositivi.

I progressi più sensibili però si sono verificati, come detto, nel giro degli ultimi due anni ed hanno avuto come comune denominatore la ricerca di realizzare tecniche di isolamento perfezionate nel senso di diminuire il più possibile l'area occupata ed il numero di operazioni tecnologiche.

Praticamente ogni casa costruttrice di una certa importanza ha sviluppato un metodo proprio diversamente denominato; in molti casi tali metodi sono assai simili fra loro. Abbiamo così le tecnologie: Isoplanar (Fairchild), V-ATE (Raytheon), VIP (Motorola), CDI (Bell, IBM, Ferranti), BDI (Bell), ecc. che illustreremo brevemente qui di seguito.

Il processo Isoplanar (Isolation Oxide Planar) della Fairchild sembra uno dei più promettenti o almeno è quello che fino ad ora ha prodotto i risultati più tangibili in quanto i componenti prodotti con tale tecnica sono già disponibili commercialmente e non solo annunciati a livello di prototipi e campionature.

La tecnologia Isoplanar (bibl. 1, 2) è concettualmente derivata dal processo Planox messo a punto dalla SGS per risolvere i problemi di planarità superficiale dello strato di ossido (plane-oxide) nei circuiti integrati MOS.

[1] *Cross-over*: specie di sottopassaggio fra due piste conduttrici che si intersecano e devono essere isolate elettricamente fra loro. Quando si dispone di un solo strato di metallizzazione, l'altro collegamento si ottiene drogando pesantemente (n^+) una zona del chip sottostante la pista di metallizzazione da attraversare (che viene isolata dall'ossido di silicio) e si utilizza tale zona drogata n^+ come secondo collegamento.

a) Diffusione dello strato sepolto.

b) Accrescimento dello strato epitassiale.

c) Deposizione dello strato isolante Si_3N_4 - SiO_2.

d) Incisione delle zone di isolamento.

e) Ossidazione e diffusione del contatto di collettore (sink).

f) Diffusione dell'emettitore n^+.

g) Apertura dei contatti.

h) Interconnessioni metalliche.

Fig. 4. — Processo isoplanare.

Anche per l'Isoplanar si parte, dopo aver diffuso lo strato sepolto (fig. 4*a* buried layer) ed aver fatto l'accrescimento epitassiale (fig. 4*b*), col deporre uno strato di nitruro di silicio Si_3N_4 (fig. 4*c*) che servirà da mascheratura per l'ossidazione del silicio sottostante. Vengono quindi aperte le finestre nello strato di Si_3N_4 (fig. 4*d*) e viene inciso lo strato epitassiale al di sotto in modo che la successiva ossidazione lo attraversi tutto . Isolato così il transistore dai componenti circostanti si provvede ad effettuare le diffusioni che assicurino il contatto di collettore (Sink diffusion) (fig. 4*e*) e la creazione dell'emettitore (fig. 4*f*), mentre la base è ricavata direttamente nello strato epitassiale senza bisogno di un'ulteriore diffusione.

I vantaggi della tecnica Isoplanare si possono riassumere in una riduzione di area occupata pari a circa il 60% ed in una semplificazione di processo, riducendo il numero di operazioni ed aumentando così la resa. L'uso dello strato protettivo di Si_3N_4 dà inoltre un effetto di autoallineamento delle operazioni successive, cosicché è possibile ridurre i disallineamenti e le capacità parassite ad esse collegate: ciò aumenta il prodotto velocità-potenza disponibile. Infine è assicurata una migliore affidabilità tramite la riduzione dell'altezza dei gradini dell'ossido superficiale con conseguente minore fragilità delle piste di interconnessione superficiali.

Con il metodo Isoplanare si sono prodotti dispositivi assai complessi raggiungendo praticamente le densità proprie dei circuiti integrati MOS. Fra le più significative di tali realizzazioni ricordiamo le memorie RAM (Random Access Memory) a lettura e scrittura TTL (Transistor Transistor Logic) ed ECL (Emitter Coupled Logic) a 256 bit e a 1024 bit (vedi tabella 1).

Tabella 1

Confronto fra memorie TTL ed ECL prodotte con tecnica isoplanare. (1 mil^2 = 6,45 10^{-4} mm^2).

Parametri	TTL		ECL	
	256 bit	1024 bit	256 bit	1024 bit
Area totale del die	7.500 (mil^2)	19.000 (mil^2)	11.500 (mil^2)	19.000 (mil^2)
Area della cella di memoria ...	10 (mil^2)	10 (mil^2)	14 (mil^2)	10 (mil^2)
Tempo di accesso di lettura tipico	35 (nsec)	60 (nsec)	25 (nsec)	45 (nsec)
Potenza/bit ...	2 (mW)	0,5 (mW)	2 (mW)	0,5 (mW)
Potenza totale .	500 (mW)	500 (mW)	500 (mW)	500 (mW)

Anche il processo V-ATE (Vertical anisotropic etch) della Raytheon promette di realizzare memorie a lettura e scrittura con densità molto elevate (bisogna però notare un leggero ritardo nella realizzazione commerciale dei dispositivi rispetto a quelli isoplanari). Al contrario dell'Isoplanar che sfruttava l'ossido di silicio come isolante fra i componenti del circuito integrato, la V-ATE (bibl. 3) adotta l'isolamento in aria dei componenti incidendo una profonda V attraverso gli strati epitassiali fino a raggiungere il substrato della fettina di silicio (fig. 5). Le altre operazioni del processo tecnologico sono simili a quelle normali e l'incisione della V sostituisce praticamente la diffusione di isolamento.

Nel processo di incisione la Raytheon impiega la propria esperienza di produttore di circuiti integrati di tipo beam lead usando fettine di silicio monocristallino tagliato secondo il piano cristallografico 100 e sfruttando l'esistenza di direzioni preferenziali di incisione secondo il piano cristallografico 111. È possibile così avere il taglio a V con un angolo di 54° in modo assai ripetitivo e controllabile.

RECENTI SVILUPPI TECNOLOGICI PER I CIRCUITI INTEGRATI A SEMICONDUTTORE

Fig. 5. — Transistore e resistore realizzati con processo V - ATE.

Fig. 7. — Transistore realizzato con processo CDI.

La riduzione di spazio rispetto al processo normale è anche qui molto sensibile e si riescono a realizzare memorie RAM da 1024 bit con celle di dimensioni di soli 4,3 mil^2 (buona parte della riduzione è dovuta anche alla possibilità di avere resistori estremamente piccoli data la precisione di incisione che espone lo strato resistivo epitassiale ad alta resistività).

Il processo VIP (Vee Isolation Polycrystalline Silicon) della Motorola, simile concettualmente al V-ATE, si differenzia da esso per il fatto di riempire le incisioni a V con deposizione di silicio policristallino (fig. 6) ottenuta mettendo le fettine di silicio in fornace a 400 ÷ 500° C in presenza di una miscela di gas (silano, ossigeno, azoto). In tal modo si ottiene una superficie più liscia che permette l'uso di tradizionali metallizzazioni in alluminio (al posto delle più elaborate metallizzazioni usate dalla Raytheon).

Vantaggi della tecnologia VIP nei confronti della tecnica isoplanare sono quelli di non avere la limitazione dell'uso di strati epitassiali e di diffusioni molto sottili e la possibilità di realizzare anche dispositivi schottky interessanti per i circuiti logici della famiglia TTL veloce. Anche la Motorola con i VIP è in grado di produrre memorie RAM a 256 bit e a 1024 bit TTL ed ECL.

Il processo CDI (Collector Diffusion Isolation) (bibl. 4) lanciato dalla Bell e ripreso da IBM e Ferranti permette riduzioni di area di circa 2/3 rispetto alla tecnologia normale e richiede inoltre una maschera in meno.

L'isolamento (bibl. 4) viene ottenuto polarizzando inversamente la giunzione creata fra il silicio di tipo n^+ del collettore ed il silicio di tipo p del substrato e dello strato epitassiale (fig. 7). Il collettore del transistore viene realizzato con la diffusione sepolta n^+ e le due diffusioni di contatto e di isolamento n^+ delimitano l'area della base o dei resistori che si vogliono eventualmente realizzare. La diffusione di tipo p non incisa da maschere e che si estende perciò su tutta la superficie del circuito integrato, determina la resistività superficiale dei resistori permettendo di controllare meglio il valore (mentre non influenza le zone di isolamento n^+ che a causa del forte drogaggio precedente rimangono di tipo n). L'emettitore n^+ viene infine diffuso con tecnica tradizionale all'interno dell'area di base.

Fra i vantaggi del processo CDI, oltre la riduzione di area, bisogna ricordare che non è più necessario, a causa dell'elevato drogaggio dei collettori dei transistori, effettuare l'ulteriore drogaggio con oro sul rovescio della fetta di silicio che veniva fatto solitamente per aumentare la velocità di commutazione dei dispositivi logici. Questo rende possibile avere guadagni più elevati nei transistori, più alte frequenze di taglio e permette anche l'uso della tecnologia CDI per i circuiti integrati lineari.

Il processo BDI (bibl. 5) (Base Diffusion Insulation) messo a punto dalla Bell consente una riduzione di area rispetto al processo planare normale limitando la diffusione di isolamento allo spessore richiesto dalla diffusione di base (si risparmia così la tradizionale diffusione di isolamento assai profonda e ingombrante ed una maschera). L'isolamento è assicurato applicando al substrato di tipo p una tensione tanto negativa da creare una zona di svuotamento di cariche (fig. 8) che equivale ad avere un canale ininterrotto con comportamento di tipo p intorno al collettore dei transistori. A parte questa particolarità il

Fig. 6. — Transistore e resistore realizzati con processo VIP.

Fig. 8. — Transistore realizzato con tecnica BDI.

Fig. 9. — Processo « silicon gate ».

processo BDI è molto simile quindi al tradizionale processo planare.

Un piccolo svantaggio della tecnologia BDI è quello di richiedere una maggiore tensione e quindi la dissipazione di una maggiore potenza per assicurare l'isolamento.

3. Recenti sviluppi della tecnologia MOS.

Gli sviluppi della tecnologia MOS sono stati in questi ultimi anni più continui e più rivoluzionari di quelli visti per i circuiti integrati di tipo bipolare. Si è cominciato con cercare di rendere direttamente compatibili i dispositivi MOS con quelli bipolari sia per quel che riguarda le alimentazioni dei circuiti (inizialmente i circuiti MOS necessitavano di tensioni di alimentazione assai maggiori dei 5 V necessari per i bipolari; nella maggior parte dei casi poi, i MOS richiedevano l'uso di due tensioni di alimentazione: l'una positiva e l'altra negativa) sia per quanto riguarda la possibilità di pilotare direttamente, cioè senza circuiti di interfaccia, un dispositivo bipolare con uno MOS o viceversa. Questa esigenza determinata soprattutto da motivi economici (far coesistere i vantaggi di alta densità degli MOS con l'ormai già conosciuta e affermata tecnologia bipolare) è stata risolta all'inizio sostituendo l'ossido di silicio, come isolante dei « gates » dei transistori MOS, con il nitruro di silicio (Si_3N_4).

Un secondo passo avanti si è fatto con l'introduzione della tecnologia « silicon-gate » illustrata in figura 9. Questa tecnologia ha portato ad avere soglie comprese fra 1 ÷ 2 volt perfettamente compatibili con i livelli logici dei transistori bipolari e con la loro tensione di alimentazione; un'altra caratteristica molto interessante della tecnologia « silicon-gate » è quella di *avere il gate perfettamente centrato sul canale* (processo autoallineante) (²); questo comporta una riduzione delle capacità parassite e quindi una velocità operativa superiore.

Un altro campo di sviluppo si è avuto poi con la

(²) Le diffusioni di drain e source si fanno infatti usando come mascheratura il gate già realizzato e quindi risultano sicuramente allineate con esso. Nel processo normale di figura 2 si nota invece che l'incisione dell'ossido del gate viene fatta dopo aver realizzato drain e source e quindi richiede tolleranze più larghe a causa dei possibili disallineamenti introdotti dai due successivi processi di mascheratura.

Si parte da una fettina di Si di tipo n con una vasta diffusione di tipo p (p Tub).

Diffusione di tipo p+

Diffusione di tipo n+

Metallizzazione dei contatti

Fig. 10. — Processo di fabbricazione di dispositivi CMOS.

ricerca di creare dispositivi a canale n. La difficoltà nel produrre dispositivi a canale n risiedeva soprattutto nell'impossibilità di eliminare gli ioni di sodio presenti nell'ossido superficiale. Mentre nei dispositivi a canale p il campo elettrico prodotto tende a respingere gli ioni Na^+ dalla superficie di contatto ossido-silicio, nei transistori a canale n il campo elettrico agisce in modo da attirare gli ioni all'interfaccia fra ossido e silicio creando notevoli problemi. Recentemente si è riusciti con tecniche dette di gettering, e cioè drogando con fosforo lo strato di ossido, ad eliminare buona parte delle impurità e ad immobilizzare gli ioni di sodio nell'ossido, permettendo così la realizzazione di dispositivi accettabili.

I circuiti integrati a canale n presentano rispetto a quelli a canale p velocità di funzionamento circa doppie a causa della mobilità degli elettroni che è circa 2 ÷ 3 volte maggiore di quella dei buchi. Questo spiega gli sforzi che sono stati fatti tecnologicamente per produrre questi dispositivi, soprattutto tenendo conto del fatto che l'inconveniente fondamentale dei circuiti integrati MOS nei confronti degli integrati bipolari è proprio quello della minor velocità.

Risolti i problemi tecnologici legati alla realizzazione di circuiti integrati a canale n, si è sviluppata su larga scala la tecnica CMOS (o MOS complementare) illustrata in figura 10 e congelata per lunghi anni dalla RCA ad applicazioni esclusivamente militari. La logica complementare accoppia velocità più alte, rispetto agli altri dispositivi MOS, con consumi estremamente bassi, soprattutto durante i periodi di funzionamento statico (assenza di segnale).

Altri sviluppi tecnologici di cui stanno beneficiando le tecnologie MOS ultimamente, e su cui vale la pena di soffermarci un po' più a lungo, sono la tecnica di impiantazione ionica e la tecnica chiamata Silicon on Sapphire (SOS).

Di impiantazione ionica si parlava già sul finire degli anni Cinquanta, ma solo da pochi anni questa tecnica è stata sfruttata in produzioni commerciali. Concettualmente l'impiantazione ionica (bibl. 6) consiste nell'introduzione di atomi in un substrato solido per mezzo di bombardamenti di ioni solidi. In tal modo è possibile, nel caso specifico dei semiconduttori, introdurre nel reticolo cristallino, formato da atomi di silicio, le impurità droganti che di solito vengono inserite per diffusione termica. Non si tratta quindi

Fig. 11. — Schema di sistema di impiantamento ionico.

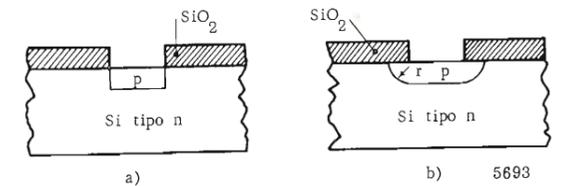



Fig. 12. — Esempio di sezione di semiconduttore drogato: *a*) per impiantamento ionico; *b*) per diffusione ionica.

di un processo esclusivo della tecnologia MOS; l'impiantazione ionica potrebbe essere utilizzata anche per i circuiti bipolari, ma fino a poco fa alcuni inconvenienti, legati soprattutto all'introduzione di difetti nel reticolo cristallino, ne avevano sconsigliato l'applicazione in questi dispositivi.

Le fettine di silicio da drogare vengono messe in una camera in cui si fa un vuoto dell'ordine di 10^{-4} ÷ 10^{-5} Torr., quindi gli ioni droganti vengono accelerati tramite un potenziale variabile da 10 kV a 100 kV in modo da colpire violentemente e penetrare attraverso la superficie del semiconduttore. La figura 11 dà un'idea schematica di come può essere realizzato un sistema di impiantazione ionica.

Il processo di impiantazione ionica presenta molti vantaggi sul processo di diffusione termica. Il primo è quello di permettere l'impiego di geometrie più ridotte rispetto ai dispositivi drogati con diffusione termica: in questo caso è possibile eliminare infatti gli effetti di diffusione laterale propri della diffusione (fig. 12). Si possono realizzare così geometrie delle zone drogate dove il limite consiste praticamente solo nella risoluzione del processo fotografico.

Il profilo rettangolare proprio dell'impiantazione ionica permette di ridurre drasticamente le capacità parassite fra il gate, il drain e il source dei dispositivi MOS, dando così la possibilità di aumentare le velocità operative.

Altri vantaggi dell'impiantazione sono quelli di poter controllare molto meglio la concentrazione e la profondità delle impurità droganti nel silicio e di poter inserire una densità di impurità nettamente superiore alla percentuale ammessa dai limiti di solubilità di esse nel silicio; questo dà la possibilità di avere giunzioni con geometria assai vicina a quella idealmente desiderata, in cui si ha una brusca discontinuità fra la regione p da una parte, e la regione n dall'altra.

La possibilità di controllare con precisione la profondità di impiantamento permette di realizzare anche transistori MOS del tipo a svuotamento (fig. 13), e si aprono così nuove possibilità di funzionamenti circuitali con dispositivi ad arricchimento e svuotamento (indicati rispettivamente con E e D; v. fig. 3) realizzati nello stesso circuito integrato (bibl. 7).

Altra applicazione assai interessante resa possibile dall'impiantamento ionico è quella di poter ridurre la tensione di soglia degli MOS ad arricchimento con deboli drogaggi, fra il drain e il source, di tipo inverso a quello del canale.

La Hitachi, giapponese, ha messo a punto una massiccia produzione per impiantazione ionica di dispositivi MOS del tipo ad arricchimento e svuotamento (E/D MOS) contemporaneamente e del tipo MOS complementare (figure 14 e 15). Particolarmente interessanti sembrano le prospettive di tali dispositivi, per quel che riguarda la potenza dissipata e la velocità

a) Si parte da un substrato di tipo *n* e si fa una diffusione di tipo p^+ (1ª maschera).

b) Accrescimento di uno strato di ossido di silicio spesso 16.000 A.

c) Incisione delle regioni dei contatti e dei gates (2ª maschera).

d) Accrescimento di uno strato di ossido puro spesso 1200 A. Impiantamento di ioni di boro che determina l'abbassamento della tensione di soglia nel transistore ad arricchimento (il boro penetra solo attraverso l'ossido spesso 1200 A ed è fermato dall'ossido spesso).

e) Rivestimento con uno strato di fotoresist delle zone in cui non si vuole un secondo impiantamento ionico (3ª maschera); impiantamento di ioni boro per creare il transistore a svuotamento.

Fig. 13. — Realizzazione di MOS a svuotamento e di MOS a bassa tensione di soglia con impiantamento ionico.

Tabella 2

Tabella di comparazione fra i dispositivi realizzati dalla Hitachi con tecniche di impiantamento e con tecniche tradizionali

	MOS Convenzionali (gate di alluminio)	MOS Impiantati (gate di silicio)	
		E/D MOS	CMOS
Densità di integrazione	1	1,5	0,8
Dissipazione di potenza	1	1/5 ÷ 1/10	1/200
Velocità	1	2 ÷ 10	2 ÷ 10
Costo	1	1	1,4

operativa, nei confronti dei dispositivi MOS convenzionali (tabella 2).

La Hitachi produce con impiantamento ionico anche transistori bipolari per alta frequenza: questa è infatti una delle prime applicazioni in cui l'impiantamento si è cominciato ad adattare alla tecnologia bipolare per la possibilità di ridurre le geometrie, di avere giunzioni più nette, e per la possibilità di evitare il fenomeno dell'« emitter push » proprio delle diffusioni e particolarmente critico quando si lavora con giunzioni molto sottili come nel settore delle microonde (« emitter push » è detto lo sprofondamento che si verifica nella giunzione di base quando viene diffuso l'emettitore).

Fig. 14. — Chip di silicio di circuito integrato realizzato con tecnologia E/D MOS per impiantamento ionico (Hitachi).

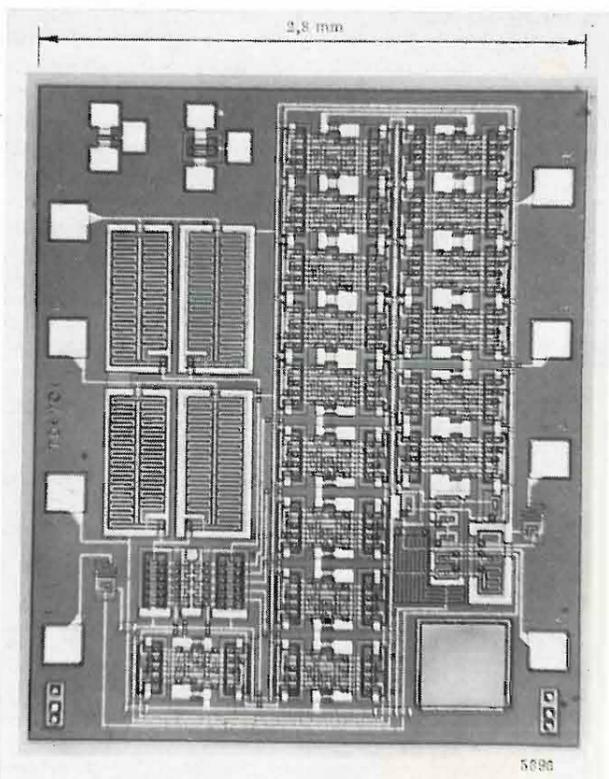



Fig. 15. — Chip di silicio di circuito integrato realizzato con tecnologia O/MOS per impiantamento ionico (Hitachi).

La tecnologia silicio su zaffiro (SOS) ha subito parecchi anni di anticamera, limitata a ricerche molto promettenti di laboratorio, ma preclusa economicamente ad una produzione massiccia. Sembra tuttavia che ora la situazione sia cambiata e la SOS si appresti realmente a sfondare nel campo dei circuiti integrati MOS. (Il campo dei bipolari è ancora precluso per l'impossibilità di avere strati di silicio con reticoli cristallini sufficientemente perfetti). I sostenitori principali della SOS sono la Inselek (bibl. 8) e la RCA. Le promesse più significative di questa tecnologia sono: le velocità comparabili con quelle bipolari (addirittura più veloce della TTL e vicino alle velocità della ECL), la densità di impaccamento più alta di quella MOS tradizionale e la insensibilità nei confronti delle radiazioni (interessante per applicazioni militari). Il maggiore campo di azione della SOS dovrebbe essere nel settore delle memorie a lettura e scrittura per il prossimo anno e nel settore della logica con la realizzazione di circuiti CMOS nel futuro meno immediato.

Contrariamente a quanto si può supporre, teoricamente il prodotto guadagno per larghezza di banda dei transistori bipolari e di quelli MOS è comparabile. Poiché però l'impedenza di uscita degli MOS è circa due ordini di grandezza più alta di quella dei bipolari di area simile, ne segue che le capacità parassite dei circuiti monolitici limitano assai di più le caratteristiche di velocità degli MOS rispetto a quelle dei bipolari. La tecnologia SOS riduce in modo drastico le capacità parassite creando un sistema ad isole fra i componenti del circuito e questo spiega l'aumento di velocità di cui si è prima detto.

Il materiale di partenza per realizzare un SOS MOS è un substrato monocristallino di Al_2O_3 o zaffiro (fig. 16). Sopra tale substrato si accresce uno strato epitassiale monocristallino di silicio drogato di tipo n dello spessore di 1 μm e con orientazione cristallografica (100) (3). La prima operazione tecnologica è poi quella di rimuovere con un attacco chimico lo strato di silicio dalle zone della fettina in cui non si formeranno elementi attivi. Questo attacco viene fatto secondo direzioni preferenziali in modo da avere piani inclinati anziché spigoli vivi per ottenere successivamente piste di interconnessione di maggiore affidabilità. Le successive operazioni sono praticamente simili a quelle dei processi normali e si possono quindi applicare alla tecnologia SOS tutte le tecniche viste precedentemente: dell'impiantamento ionico, del silicon gate, ecc.

Per i C-MOS realizzati con la tecnologia SOS è necessario partire da isole di tipo p e di tipo n contemporaneamente e sembra che la tecnica più economica per realizzarle sia proprio l'impiantamento ionico.

(3) Per lungo tempo, ed ancor oggi, la maggiore difficoltà del processo consiste proprio in questa crescita epitassiale in quanto è assai difficile accrescere su larghe dimensioni una pellicola monocristallina priva di difetti: dislocazioni, tensioni interne, ecc.

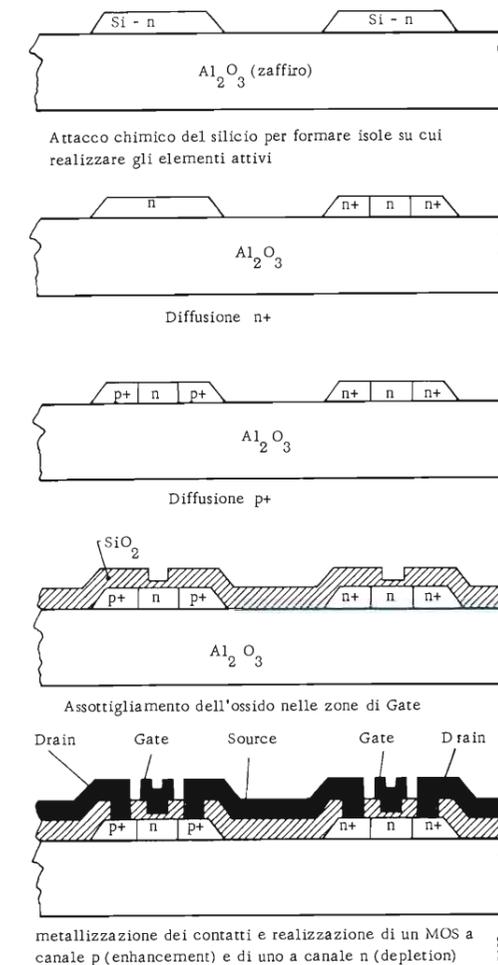



Fig. 16. — Tecnologia SOS MOS con gate di alluminio.

Il maggiore inconveniente dei dispositivi SOS consiste nel costo leggermente più elevato rispetto ai normali MOS realizzati su fettine di silicio. L'analisi dei costi fatta dalla ditta Inselek rivela che la fabbricazione degli elementi SOS comporta un maggior onere di circa il 10 ÷ 15%.

4. Riepilogo e confronti fra le prestazioni raggiunte.

A questo punto conviene riesaminare brevemente la situazione attuale, per cercare di individuare, se ancora esistono, differenze così sostanziali fra le caratteristiche e le prestazioni delle due tecnologie, bipolare e MOS, che circoscrivano campi di applicazione specifici.

Dapprima infatti, cioè fino intorno al 1970, le tecnologie normalizzate fino allora esistenti (una sola per i circuiti bipolari, ed una sola per i circuiti MOS) consentivano un tale confronto: si sapeva per certo che i circuiti bipolari garantivano una velocità di funzionamento decisamente superiore, mentre a vantaggio dei dispositivi MOS stava sicuramente una tecnologia più semplice che meglio si prestava all'integrazione su larga scala, anche in virtù della minor potenza dissipata (i transistori MOS consentivano infatti configurazioni circuitali particolarmente vantaggiose dal punto di vista del consumo di potenza).

Ora la pluralità delle tecniche sviluppate in questi ultimi anni ha avuto proprio lo scopo di superare i

limiti indicati; ogni nuova tecnologia bipolare sviluppata ha la pretesa di consentire una miniaturizzazione circuitale comparabile a quella raggiunta con i circuiti MOS, pur conservando il vantaggio di mantenere una velocità di funzionamento superiore, e d'altra parte, l'evoluzione presentata dai circuiti MOS è sempre stata caratterizzata da un progressivo aumento della velocità di funzionamento.

A questo punto sarebbe conveniente confrontare direttamente fra loro le prestazioni ottenute dalle varie tecnologie. Un tale confronto è tuttavia molto difficile, se non impossibile, da effettuare, poiché i vari Costruttori forniscono attualmente dati alquanto ottimistici e per di più difficilmente comparabili in modo diretto fra loro.

Nonostante questo abbiamo voluto ugualmente formulare una tabella di comparazione (tabella 3) a cui non è da attribuire un valore assoluto, ma che tuttavia consente di trarre alcune considerazioni di massima.

Tabella 3

Confronto fra le prestazioni conseguite con i diversi processi tecnologici per circuiti integrati.

Tipo di tecnologia	Massima frequenza di funzionamento (MHz)	Consumo di potenza per elemento logico elementare (mW)	Confronto dimensionale con bipolare normale	Max complessità circuitale realizzata (bit)	N. di maschere richieste
Bipolare normale	10÷70 (500*)	10÷50	1	4096	6
Isoplanare	10÷70 (500*)	10÷50	0,3	—	6
V - ATE	10÷70 (500*)	10÷50	0,3	1024	6
VIP	10÷70 (500*)	10÷50	0,3	1024	6
CDI	10÷70 (500*)	10÷50	0,4	1024	5
BDI	10÷70 (500*)	10÷50	0,5÷0,6	—	4
MOS normale (a canale p)	1÷5	0.1÷10	0,3	4096	4
MOS silicon gate (a canale p)	5÷10	0.1÷10	0,3	4096	4
MOS (a canale n)	15÷30	0.1÷10	0,3	4096	4
C-MOS	30	0.1 statico 1 (1MHz)	0,8	512	5
SOS - MOS	30÷50	0.2	0,8÷1	526	5

* Logiche non saturate ECL.

In base a tale tabella si nota che il campo delle altissime velocità è ancora saldamente in mano agli elementi bipolari che con le logiche non saturate (ECL) si spingono, nel settore frequenze, oltre i 100 MHz, decisamente fuori della portata degli MOS.

Le logiche saturate (DTL e TTL) trovano invece competitori validi negli MOS a canale n e nel C-MOS.

Più che i C-MOS, alquanto costosi come processo e non molto compatti, si ha l'impressione che possano sfondare nei prossimi anni (forse già nel 1974) gli MOS a canale n realizzati per impiantamento ionico. Questi ultimi infatti uniscono alla maggiore semplicità di processo che si possa riscontrare, una notevole velocità (che si prevede si avvicinerà sensibilmente a quella delle logiche TTL più veloci) ed un consumo relativamente basso.

L'MOS a canale p sembra invece destinato a scomparire.

Negli sviluppi della tecnica planare bipolare è difficile prevedere quale processo si affermerà essendo questi per molti lati equivalenti. Probabilmente essi continueranno a evolversi in parallelo, prodotti dalle diverse Case costruttrici, creando componenti tra loro compatibili circuitalmente e simili come prestazioni.

5. Nuove tecnologie in elaborazione.

Finora si sono analizzate le tecnologie normali e gli ultimi sviluppi tecnologici che già hanno raggiunto o stanno per raggiungere i reparti di produzione; le previsioni sul futuro della tecnologia devono basarsi invece sulle attività che vengono svolte nei centri di ricerca.

È alquanto difficile, per ovvi motivi, avere indicazioni precise al riguardo; qualcosa si può tuttavia cercare di indovinare facendo il punto sugli obiettivi che si intendono raggiungere. Ora, gli obiettivi che generalmente vengono perseguiti sono quelli di ridurre il costo dei sistemi elettronici e di aumentarne l'affidabilità intrinseca; il mezzo più diretto per raggiungere questi obiettivi consiste nel diminuire il numero dei componenti da utilizzare e questo implica un aumento del numero di funzioni che ogni componente (o chip) deve svolgere: c'è cioè la tendenza ad andare verso una più larga utilizzazione dei circuiti integrati su larga scala (LSI).

I circuiti integrati su larga scala sono più facili a produrre con strutture circuitali iterative, che da un lato ba meglio si prestano ad una opportuna disposizione topografica degli elementi (layout) e dall'altro ottimizzano il rapporto fra funzioni svolte e numero di connessioni necessarie (entrate e uscite del circuito): è ovvio che stiamo a questo punto parlando di memorie, nelle varie loro forme (Read Only Memory, - ROM; Random Access Memory - RAM). Considerazioni di costo indicano quindi le memorie come elemento circuitale base delle future apparecchiature elettroniche; questo indirizzo è convalidato dalle moderne tecniche di progettazione sistemistica che implicano una sempre più estesa utilizzazione dei dispositivi di memoria.

Ne possiamo concludere che i massimi sforzi di ricerca attuale nel settore dei circuiti integrati sono rivolti alla realizzazione di dispositivi di memoria a grande complessità.

Quali caratteristiche devono avere le memorie: essenziale a nostro parere è sempre il lato economico, e quindi la caratteristica numero uno dev'essere il basso costo/bit; altri obiettivi tecnici che si perseguono: la non volatilità, cioè memorie in cui l'informazione deve conservarsi anche quando si verifichino interruzioni della tensione di alimentazione (detto per inciso è questa l'unica caratteristica che ancora resti a vantaggio dei dispositivi di memoria di tipo magnetico); la riprogrammabilità, cioè la possibilità di variare il contenuto delle memorie.

Vediamo quindi cosa è in cantiere per raggiungere questi obiettivi.

Per abbassare il costo delle memorie occorre aumentarne la densità di informazione, cioè il numero di bit per chip. Questo implica da un lato la ricerca di tecniche di lavorazione sempre più raffinate per conseguire una sempre più spinta miniaturizzazione, e d'altro lato l'elaborazione di nuovi criteri di progettazione circuitale che meglio consentano di superare i limiti imposti dalla tecnologia: in particolare occorre pensare a circuiti che richiedano lavorazioni con un minor numero di fasi (diffusioni, maschere, ecc.) per avere rese (yield) ancora accettabi'i, e occorre ottimizzare il prodotto potenza dissipata per tempo di ritardo, poiché il chip ha limiti intrinseci invalicabili di potenza dissipabile e d'altronde l'informazione deve risultare accessibile in un tempo ragionevole.

Vediamo dapprima i miglioramenti tecnologici che consentono di aumentare la miniaturizzazione.

Nel campo della fabbricazione delle maschere si è abbandonato il disegno manuale, per passare a procedimenti automatizzati di tracciatura; un ulteriore passo avanti è consentito dall'utilizzazione di un fascio elettronico comandato da calcolatore per impressionare direttamente il materiale fotosensibile applicato sul materiale da trattare: questo oltre a consentire una migliore risoluzione (linee e spaziature di 0,5 μm) permette di abolire l'uso di maschere che facilmente sono fonte di difetti.

Per quanto riguarda i processi di fabbricazione, si è già lungamente parlato dell'uso dell'impiantamento ionico e dell'impiego di nuove tecniche di isolamento.

Quanto ai nuovi criteri di progettazione circuitale si assiste finalmente a quella che è la vera rivoluzione resa possibile dall'avvento della microelettronica: la funzione elettrica del circuito non è più pensata come il risultato dell'opportuna interconnessione degli elementi circuitali tradizionali (transistori, diodi, ecc.) ma è invece ottenuta con una più diretta osservazione di quelli che sono i fondamentali fenomeni fisici che si possono controllare, e cioè l'accumulo e lo spostamento delle cariche elettriche. La schematizzazione con gli elementi tradizionali viene fatta a posteriori, quando ancora possibile, ed ha il solo scopo di tradurre quanto si è realizzato in termini più noti, e quindi anche meglio maneggiabili da coloro che ne saranno gli utilizzatori.

Proprio perché si fa riferimento più diretto ai fenomeni elettrici fondamentali è possibile ottenere quelle semplificazioni del processo tecnologico che avevamo indicato come uno degli obiettivi fondamentali da raggiungere.

In questa direzione i dispositivi che paiono attualmente più promettenti sono i CCD (Charge-Coupled Devices), più legati alla tecnologica MOS, e i dispositivi a iniezione di cariche I²L (integrated injection logic) che, utilizzando la tecnologia bipolare nella forma tradizionale, affrontano il progetto circuitale in modo totalmente nuovo.

L'altro filone di ricerca, quello rivolto verso memorie a semiconduttore non volatili e riprogrammabili, non ha finora consentito di raggiungere un successo completo.

I dispositivi più interessanti in questo settore sono gli MNOS (Metal Nitride Oxide Semiconductors), le memorie ovoniche (dal loro inventore Ovshinsky) e i FAMOS (Floating-gate Avalanche-injection MOS).

Questi ultimi due tipi sono già stati utilizzati per prodotti posti in commercio, mentre gli MNOS non sono finora uscita dai laboratori.

Finora nessuno di questi dispositivi possiede tutti i requisiti auspicabili per quanto riguarda la riprogrammabilità: questa non è mai garantita per un numero indefinito di cicli di scrittura, ed inoltre la scrittura « in-linea » è spesso difficoltosa quando non impossibile.

Analizziamo un po' più in dettaglio la struttura ed il funzionamento dei dispositivi citati, e cioè dei: CCD, I²L, MNOS, Ovonici, FAMOS.

5.1. DISPOSITIVI CCD.

L'elemento base di un dispositivo CCD (bibl. 9) è riportato in figura 17*a*: si vede che esso è costituito da tre condensatori di tipo MOS su di un semiconduttore tipo n.

All'elettrodo 1 è applicata la tensione $-V_2$, agli elettrodi 2 e 3 la tensione $-V_1$ (con $|V_2| > |V_1|$); sia $-V_1$ sia $-V_2$ sono sufficienti a creare una regione di svuotamento al di sotto degli elettrodi (i cui confini sono indicati dalla linea tratteggiata).

Se in qualche modo si riesce ad immettere dei portatori di carica positivi (buche) nella regione al di sotto dell'elettrodo 1, le cariche restano qui immagazzinate, trattenute dalla buca di potenziale creata. Variando le tensioni applicate agli elettrodi, possiamo determinare la situazione di figura 17*b*, che fa muovere le cariche al di sotto dell'elettrodo 2; questa situazione può venire cristallizzata variando ancora le tensioni applicate agli elettrodi come illustrato in figura 17*c*. A questo punto abbiamo la medesima situazione iniziale, solo che la carica si è spostata di un elettrodo verso destra. Questa è l'operazione base di dispositivo CCD e come si vede richiede, per lo

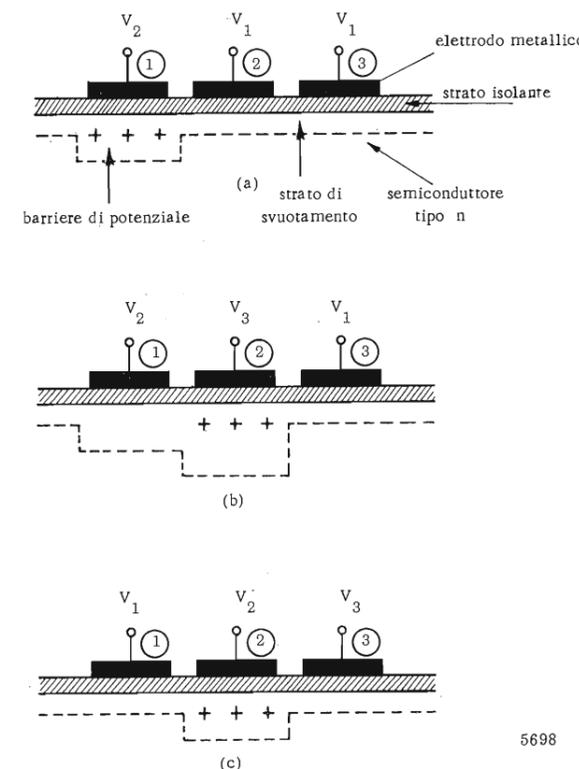



Fig. 17. — Principio di funzionamento dei dispositivi CCD: *a*) carica immagazzinata nel condensatore (1); *b*) carica trasferita al condensatore (2); *c*) carica immagazzinata nel condensatore (2).

spostamento delle cariche, l'utilizzazione di impulsi di clock su 3 fasi. Le tensioni utilizzate sono comprese fra 10 e 30 volt.

È chiaro che, aggiungendo allo schema illustrato una opportuna entrata capace di introdurre le cariche, e un'uscita capace di rilevare la presenza o assenza di cariche, si ha un semplice registro a spostamento (shift register) le cui caratteristiche tecnologiche essenziali sono:

- assenza di operazioni di diffusione;
- assenza di incisioni del materiale isolante;
- struttura topologica semplice e compatta che consente elevata miniaturizzazione e buona velocità;
- struttura funzionale che permette di immagazzinare segnali anche di tipo analogico.

I limiti del dispositivo sono costituiti dal fatto che nel trasferimento da un elettrodo al successivo parte delle cariche si disperdono, per cui periodicamente occorrono operazioni di lettura e rigenerazione; inoltre l'influenza della temperatura è più sentita rispetto ai dispositivi tradizionali.
Stato attuale della tecnica:

- Le maggiori ditte impegnate nel settore sono, oltre alla Bell, IBM, RCA, General Electric, Texas Instruments, Fairchild. Un forte impulso alle ricerche sui CCD nei sensori di immagini è fornito dagli investimenti militari americani (RCA, TI, Fairchild); si prevede entro la fine dell'anno la messa a punto di telecamere in bianco e nero non solo per sistemi di sicurezza e sorveglianza, ma anche per riprese di teletrasmissioni.
- Nel campo degli shift register la TI ha annunciato un dispositivo CCD a 4096 bit realizzato con tecnologie tradizionali; questa ditta prevede, con accorgimenti tecnologici avanzati, di arrivare presto a chips con capacità di 32.400 bit.
- In linea di massima, i limiti attuali delle prestazioni ottenibili dal CCD sono: frequenza di lavoro 20 MHz, consumo 5 μW/bit, cella base 1 mil^2; è previsto che la frequenza possa salire a 200 MHz, con densità 1 Mbit/inch^2.

Gli studi attuali hanno di mira l'ottenimento della massima efficienza nel trasferimento delle cariche da un elettrodo al successivo (è da notare che si ha una maggior efficienza nel trasferimento se gli elettrodi sono molto vicini: il minimo indispensabile, se non si ricorre a speciali artifici, è di 3 μm; questo spiega perché i dispositivi CCD non sono ancora usciti dai laboratori di ricerca): si sono raggiunte (Bell) efficienze di trasferimento anche del 99,999%; un dato leggermente più vecchio (IBM) diceva che era possibile realizzare shift register fino a 256 bit senza necessità di rinfrescare l'informazione.

Un altro tema di ricerca ha lo scopo di semplificare dal punto di vista dell'utilizzazione l'elemento base dei CCD: sono stati studiati dispositivi a 2 fasi realizzando in qualche modo un'asimmetria nella cella per eliminare la possibilità che le cariche si spostino anche all'indietro; l'asimmetria è stata ottenuta facendo uso di elettrodi parzialmente sovrapposti, oppure di cariche impiantate ionicamente o immagazzinate in strutture MNOS (vedere più avanti). Con quest'ultima tecnica è stato possibile anche realizzare dispositivi CCD monofase (bibl. 10).

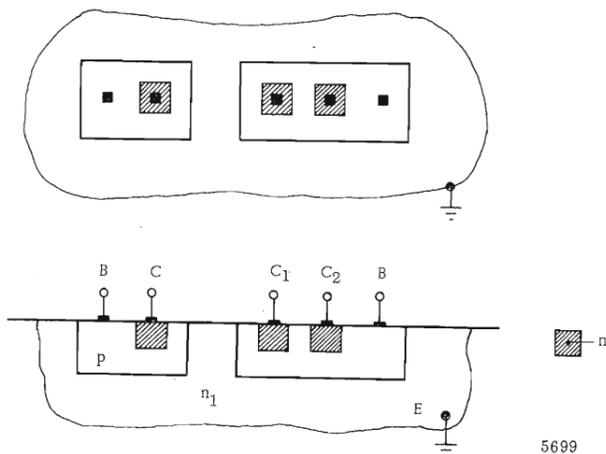



Fig. 18. — Struttura dei transistori nei dispositivi (I^2L).

5.2. CIRCUITI INTEGRATI A INIEZIONE DI CARICHE (I^2L).

La struttura dei transistori in questo tipo di circuito (bibl. 11, 12, 13) è illustrata in figura 18 dove si vedono a sinistra un transistore normale e a destra un transistore con doppio collettore; i due transistori hanno in comune l'emettitore che, in questi dispositivi, viene connesso a massa. Rispetto alla tecnologia normale si vede che sono state capovolte le posizioni del collettore e dell'emettitore.

Il funzionamento del transistore è il seguente: vengono generate nelle vicinanze delle regioni p cariche elettriche positive; queste diffondendosi giungono entro le regioni p e polarizzano direttamente la giunzione p-n_1 facendo entrare in conduzione i vari transistori.

La generazione di cariche nella regione n_1 può essere ottenuta in più modi: ad esempio utilizzando l'energia fornita dalla luce, oppure creando, come in figura 19*a*, una regione intermedia di tipo p (indicata p_1) e polarizzando direttamente la giunzione p-n. In figura 19*a* sono anche indicati alcuni collegamenti, ottenuti con la metalizzazione superficiale, che consentono di ottenere una porta tipo NOR. In figura 19*b* è riportato il circuito equivalente di tale porta in termini convenzionali; in figura 19*c* si ha una schematizzazione logica. Con riferimento alla figura 19*c* si vede che tutti i transistori hanno la base collegata ad un generatore di corrente (ciò equivale a dire che tutte le diffusioni p_1 sono collegate assieme, e si trovano a potenziale positivo); le entrate sono collegate alla base, e ne succhiano oppure no la corrente (con riferimento alla fig. 19*b*, asportano oppure no le buche immesse nella regione di base: nel primo caso impediscono alle giunzioni p_2-n_1 di polarizzarsi direttamente, cioè i transistori sono interdetti; nel secondo caso i transistori entrano in conduzione); le uscite sono i collettori. In sostanza l'elemento logico di questi dispositivi è quello indicato in figura 19*d*.

I vantaggi che risultano da una struttura di questo tipo sono molteplici:

- non esistono zone di isolamento fra transistori, che hanno in comune l'emettitore;
- sono aboliti i resistori;
- le singole zone considerate in termini convenzionali eseguono più di una funzione: ad esempio, la zona n opera sia come base dei transistori $p_1n_1p_2$, sia come emettitore dei suoi transistori $n_1p_2n_2$, ecc.:

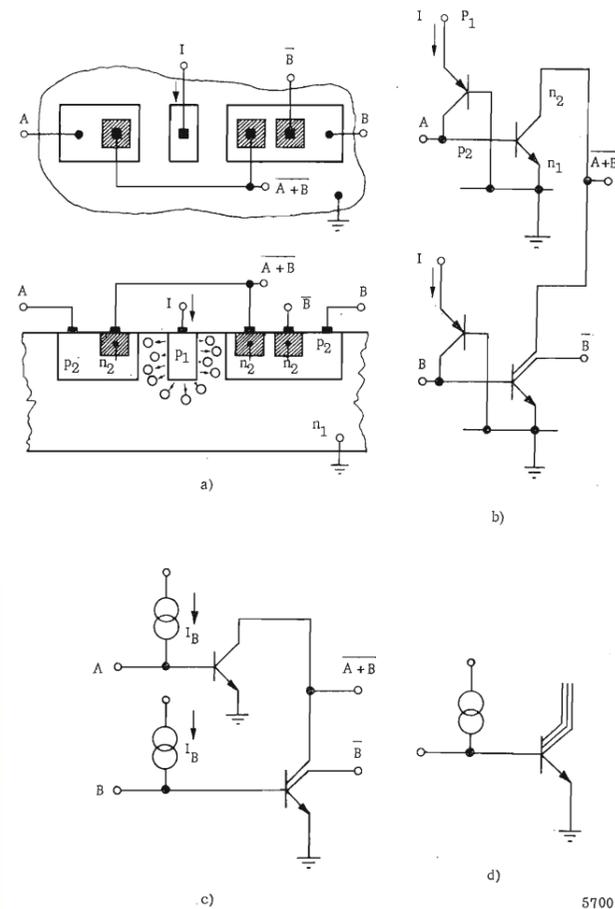



Fig. 19. — *a*) principio della struttura MTL; *b*) circuito equivalente; *c*) schema logico; *d*) elemento logico dei dispositivi I^2L.

questo comporta una notevole riduzione nel numero di connessioni.

Come risultato si ha grande compattezza e velocità, basso consumo di potenza (in pratica si ha una struttura a transistori complementari) e buona economia, poiché la tecnologia è quella tradizionale.

Stato attuale dell'arte. La struttura illustrata si presta particolarmente bene per la costruzione di memorie tipo RAM, dove le dimensioni della cella base scendono a 3,1 mil^2 con la tecnologia normale e a 1,1 mil^2 usando tecniche più raffinate. Le previsioni a breve termine (IBM) fanno sperare in chips con 8.000 o 16.000 bit, con potenza dissipata in condizioni stazionarie di 0,1 μW/bit, tempo d'accesso 50 nsec; per una memoria di 8192 bit progettata, risulta un chip, comprendente tutta la decodifica, con dimensioni 160 × 170 mil (∼ 4 × 4,3 mm).

5.3. DISPOSITIVI MNOS (METAL-NITRIDE-OXIDE SEMICONDUCTOR).

La struttura di un elemento di memoria MNOS (bibl. 14) è del tutto simile a quella di un transistore MOS a canale p (fig. 20*a*); cambia soltanto la struttura dell'isolamento al di sotto del gate, che in questo caso è costituito da due strati di dielettrico: uno strato di nitruro di silicio, dello spessore di alcune centinaia di angstrom, e uno strato di biossido di silicio assai più sottile, dell'ordine cioè di 40 angstrom.

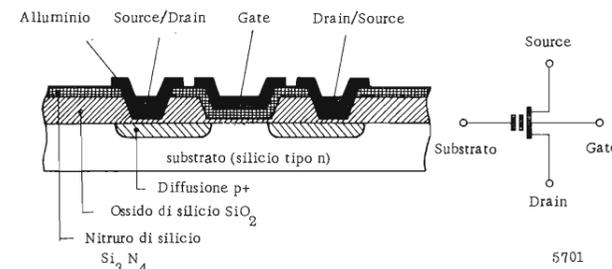



Fig. 20. — Sezione di un transistore MNOS e suo simbolo.

Questa struttura consente di memorizzare l'informazione sotto forma di cariche elettriche che possono essere intrappolate all'interfaccia ossido-nitruro: queste cariche, una volta allocate in tale posizione possono rimanervi per tempi anche molto lunghi (anni), poiché la barriera costituita dai due isolanti impedisce loro di allontanarsi. Le cariche localizzate al di sotto del gate fanno variare la tensione di soglia del transistore MOS, da un valore di circa 15 volt (assenza di cariche) ad un valore di circa 2 volte (presenza di cariche).

Per leggere l'informazione basterà applicare al gate una tensione di valore intermedio (circa 5 volt) e con buona sicurezza si possono distinguere i due stati (il transistore entrerà in conduzione se vi è presenza di cariche, resterà interdetto nel caso le cariche non siano presenti).

Il procedimento per scrivere l'informazione è abbastanza semplice: si applica fra gate e substrato una tensione superiore ad un valore critico (circa + 30 V): poiché la costante dielettrica del nitruro è più alta di quella dell'ossido, e quest'ultimo è molto più sottile, il campo elettrico nell'ossido raggiunge un valore sufficiente a far passare elettroni dalla banda di valenza alla banda di conduzione dell'ossido: questi elettroni rimangono poi intrappolati all'interfaccia ossido/nitruro. Per allontanare queste cariche e ripristinare le condizioni iniziali è sufficiente invertire la polarità della tensione applicata fra gate e substrato.

Vantaggi intrinseci del dispositivo:

- non volatilità dell'informazione;
- riprogrammabilità (non indefinita: per fenomeni non ancora identificati il numero di cicli di scrittura è limitato a circa 10^6);
- insensibilità alle variazioni di temperatura (da —60° C a +160° C);
- basso consumo di potenza.

Fra gli svantaggi, oltre alla non indefinita riprogrammabilità, possiamo citare la difficoltà di realizzazione, poiché da tempo questi dispositivi stazionano nei laboratori di ricerca. Allo stato attuale, soltanto la Westinghouse utilizza questi dispositivi per immagazzinare gli impulsi prodotti da misuratori commerciali di wattora; in questi dispositivi i dati immagazzinati sono poi letti per via telefonica e trasmessi al centro di raccolta ed elaborazione dati.

Altri dispositivi allo studio (RCA, Nitron Corp., NCR, GE) sono essenzialmente memorie read-mostly della capacità di 1024 bit, su cui sono disponibili pochi dati (velocità di lettura dell'ordine del Mbit/sec).

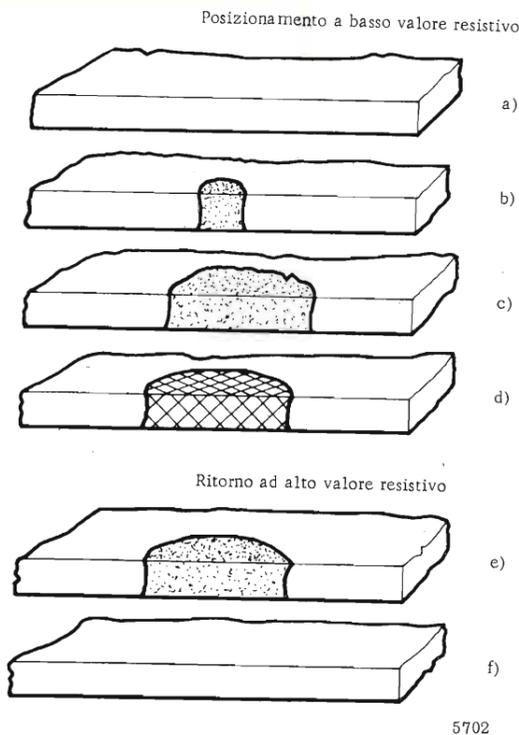



Fig. 21. — Stati conduttivi e resistivi di semiconduttore amorfo.

5.4. MEMORIE OVONICHE.

Le memorie ovoniche (bibl. 15, 16) differiscono in modo notevole dai dispositivi finora esaminati; esse sono infatti realizzate utilizzando un materiale semiconduttore amorfo del tutto particolare, e cioè un vetro calcogenuro (composti di Germanio, Tellurio, e miscele degli elementi del 5° gruppo). Questo materiale ha la proprietà di poter esistere in due fasi solide caratterizzate da resistività molto diverse: una fase amorfa o vetrosa, isolante ($\varrho \simeq 5 \times 10^4$ ohm.cm a temperatura ambiente) e una fase microcristallina caratterizzata da una resistività molto più bassa ($\varrho \simeq 0{,}3$ ohm per cm). Il passaggio fra i due stati fisici può essere provocato con impulsi elettrici, ed è illustrato in figura 21.

a) Supponiamo che il materiale si trovi inizialmente in uno stato ad alta resistività.

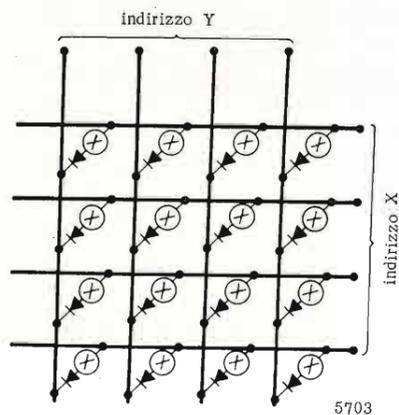



Fig. 22. — Matrice con elementi ovonici e diodi.

alluminio — molibdeno — materiale ovonico — ossido SiO_2

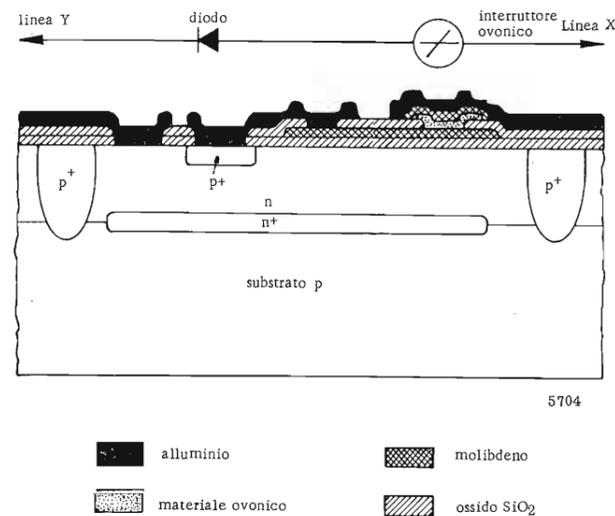



Fig. 23. — Elemento di matrice con interruttore ovonico e diodo.

b) Se si applica fra le due superfici superiore ed inferiore un impulso di tensione superiore ad un valore di soglia (circa 15 V), inizia un processo di conduzione in una regione molto ristretta.

c) La dissipazione di energia provocata dal passaggio di corrente fa allargare la zona che partecipa al fenomeno di conduzione; il diametro del canale avrà dimensioni determinate dal profilo energia × tempo dell'impulso applicato. Fino a questo momento il materiale rimane nello stato amorfo.

d) Terminato l'impulso (che dev'essere abbastanza lungo; dell'ordine di 10 msec) il materiale si raffredda lentamente ed ha inizio il passaggio ad una fase di maggior ordine (le molecole, disordinate dal moto termico, hanno la possibilità di riorganizzarsi secondo un ordine preferenziale, costituendo i microcristalli). A questo punto la resistenza misurata fra i due elettrodi, superiore e inferiore, risulta bassa.

e) Per fare tornare il materiale allo stato amorfo è sufficiente applicare un impulso di corrente molto intenso (100 mA) e brevissimo (10 μsec): il materiale all'interno del canale a bassa resistenza, viene riscaldato e si disordina nuovamente.

f) In questo caso però il raffreddamento è istantaneo perché l'impulso brevissimo non ha consentito di scaldare anche il materiale circostante il canale; le molecole restano quindi imprigionate nello stato di disordine ed il materiale ritorna a presentare un'alta resistività.

Praticamente sono già stati poste in commercio memorie a 256 bit non decodificate, in cui gli elementi di memoria, in forma di strato sottile, sono stati organizzati in matrice su di un substrato semiconduttore classico secondo lo schema indicato nelle figure 22 e 23.

I limiti attuali della tecnologia sono costituiti dalla non indefinita riscrivibilità (per cui si parla di memorie read-mostly e non di memorie read and write); inoltre questi dispositivi presentano una certa sensibilità a temperature superiori ai 70° C.

RECENTI SVILUPPI TECNOLOGICI PER I CIRCUITI INTEGRATI A SEMICONDUTTORE

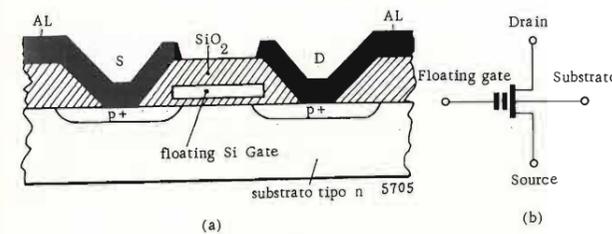



Fig. 24. — *a*) Sezione di un elemento di memoria FAMOS; *b*) simbolo adottato dalla ditta INTEL.

5.5. DISPOSITIVI FAMOS (FLOATING-GATE AVALANCHE-INJECTION M.O.S.).

Il principio di funzionamento di un elemento di memoria FAMOS (bibl. 17) è molto simile a quello visto per i dispositivi MNOS.

Anche in questo caso la struttura (fig. 21*a*) è quella tipica dei transistori MOS a canale p e l'informazione viene registrata come presenza o assenza di cariche nella regione del gate. A differenza di quanto visto per gli MNOS però, la carica (sotto forma di elettroni) viene accumulata non nell'isolante, ma sul gate stesso, e per evitare che essa venga dispersa il gate è isolato dal circuito e completamente immerso nell'isolante (floating-gate).

I modi di scrittura dell'informazione sono i seguenti.

Per far pervenire le cariche al gate si applica una tensione inversa alla giunzione p-n formata dalla diffusione di drain (o di source) e dal substrato (un metodo alternativo può essere quello di applicare la tensione fra source e drain: una delle due giunzioni p-n sarà polarizzata inversamente); il valore della tensione deve essere elevato (circa 50 V) per fare avvenire una scarica a valanga; nelle vicinanze del gate si ha così un accumulo di elettroni ad alta energia, in grado quindi di superare la barriera costituita dall'isolante.

Terminato l'impulso che ha provocato la scarica, le cariche restano intrappolate sul gate e non possono sfuggire, dato che questo è completamente circondato da materiale isolante.

Per ripristinare lo stato iniziale e cioè per allontanare le cariche del gate è necessario ricorrere a metodi non elettronici e precisamente l'esposizione del dispositivo a una radiazione ultravioletta (e in questo caso il contenitore deve essere trasparente) o ai raggi X (nel qual caso il contenitore può essere di tipo metallico, cioè ermetico).

In entrambi i casi la radiazione genera dei portatori di carica nell'ossido con conseguente riduzione della sua resistività e in breve le cariche presenti sul gate sono neutralizzate.

La lettura è fatta misurando in qualche modo la resistenza fra source e drain; quando sul gate è localizzata una carica negativa, la resistenza è bassa (la situazione è simile a quella di un transistore MOS a canale p, con tensione negativa sul gate); quando invece la carica è assente, la resistenza sarà elevata (per la presenza di una giunzione p-n polarizzata inversamente).

Come già rilevato, il principale svantaggio del dispositivo (in talune applicazioni) è costituito dalla non riprogrammabilità « in linea », a causa del meccanismo non elettrico di cancellazione dell'informazione.

Pare invece che l'affidabilità del dispositivo, con particolare riferimento alla persistenza delle cariche sul gate fluttuante, sia buona: risulterebbe che il 70% della carica inizialmente accumulata sia ancora presente sul gate dopo dieci anni, alla temperatura ambiente di 125° C.

Il dispositivo attualmente posto in vendita dalla INTEL è una memoria a 2048 bit, completamente decodificata, con un tempo minimo d'accesso (in condizioni dinamiche) di 500 nsec.

Si ha notizia che altre ditte (Thomson, Sescosem) stanno per produrre dispositivi analoghi. (1614)

BIBLIOGRAFIA

1. - BAKER W. D., PELZER D. L. & C.: *Oxide isolation brings high density to production bipolar memories.* « Electronics », 29 marzo 1973.

2. - PELZER D., HERNDON B.: *Insulation method shrinks bipolar cells for fast, dense memories.* « Electronics », 1° marzo 1971.

3. - MUDGE J., TAFT R.: *V-ATE memory scores a new high in combining speed and bit density.* « Electronics », 17 luglio 1972.

4. - GRUNDY D. L., BRUCHEZ J., DOWN B.: *Collector diffusion isolation packs many functions on a chip.* « Electronics », 3 luglio 1972.

5. - DE FALCO J. A.: *Coming up fast from behind denser bipolar devices.* « Electronics », 19 luglio 1971.

6. - MAYER J. W., ERIKSSON L., DAVIES J. A.: *Ion implantation in semiconductors.* « Academic Press », 1970.

7. - CRAWFORD B.: *Implanted depletion loads boost MOS array performance.* « Electronics », 24 aprile 1972.

8. - RAPP A. K., ROSS E. C.: *Silicon on sapphire substrates overcome MOS limitations.* « Electronics », 25 settembre 1972.

9. - BOYLE W. S., SMITH G. E.: *Charge coupled semiconductor devices.* « B.S.T.J. », aprile 1970.

10. - GELBERGER P. P., SALAMA C. A. T.: *A uniphase charge-coupled device.* « Proc. IEEE », giugno 1972.

11. - BERGER H. H., WIEDMANN S. K.: *Merged-Transistor logic (MTL) - A low-cost bipolar logic concept.* « IEEE Solid State circuits », Vol. SC-7, N. 5, ottobre 1972.

12. - BERGER H. H., WIEDMANN S. K.: *Superintegrated memory shares functions on diffused islands.* « Electronics », 14 febbraio 1972.

13. - KEES H., ARIE S.: *Integrated injection logic: a new approach to LSI.* « IEEE J. Solid State circuits », Vol. SC-7, N. 5, ottobre 1972.

14. - VIETH R. F.: *Nitride-oxide layer proofs memory against data loss.* « Electronics », 5 luglio 1971.

15. - NEALE R. G., NELSON D. L., MOORE G. E.: *Nonvolatile and reprogramable, the read-mostly memory is here.* « Electronics », 28 settembre 1970.

16. - BIEY D., MAINO G.: *Dispositivi di memoria a semiconduttori amorfi e loro affidabilità.* « Elettronica e Telecomunicazioni », XXII, 1973, pag. 53.

17. - FROHMAN D., BENTCHKOWSKY: *A fully decoded 2048 bit electrically programmable FAMOS read-only memory.* « IEEE Journal of S.S.C. », Vol. SC-6, N. 5, ottobre 1971.

RISPOSTA DEI TUBI DA RIPRESA TELEVISIVA ALLE SCENE IN MOVIMENTO

M. GREEN, A. B. LAPONSKY, W. J. WHITSON (*)

SOMMARIO — Uno studio sperimentale e teorico è stato condotto per determinare la relazione fra le misure convenzionali delle tre grandezze: 1) mescolamento del segnale, 2) effetto di prima scansione, 3) ritardo, e la prestazione complessiva del tubo di ripresa alle scene in movimento poco illuminate. Le previsioni teoriche sono state confrontate con la risoluzione misurata per il tubo da ripresa EBS (Electron Bombarded Silicon) WX-31841 della Westinghouse. I risultati confermano che un modello teorico può simulare la risoluzione di una scena in movimento se si sostituisce alla normale informazione statica un'adeguata informazione dinamica costituita dal responso di apertura ad un'onda quadra. Si è trovato che il mescolamento del segnale sul mosaico e l'effetto di prima scansione hanno maggiore rilevanza, sulle prestazioni riguardanti le scene in movimento, di quanto era stato riconosciuto da molti studiosi in tale campo.

SUMMARY — ***Response of television camera tubes to scenes with motion.*** *An experimental and theoretical investigation has been carried out to determine the relationship between: 1) signal mixing, 2) first scan readout effect, 3) conventional lag measurements, and the overall moving scene performance of low light level television camera tubes. Theoretical predictions are compared with the measured resolution data for a WX-31841 EBS camera tube. The results confirm that an existing theoretical model can predict moving scene resolution if a suitable dynamic square wave aperture response is substituted for normal static information. Signal mixing and the first scan readout effect have been found to have a greater impact on moving scene performance than has previousby been acknowledged by many workers in the field.*

1. Introduzione.

Le caratteristiche di un sistema televisivo adatto a bassi livelli di luce sono spesso specificate in base al limite di definizione rilevato da un osservatore sullo schermo ricevente in funzione dell'illuminazione della superficie fotosensibile. Un importante passo avanti nel progetto di questi sistemi TV può essere ora effettuato mediante previsioni teoriche dei limiti possibili per il potere risolutivo a vari livelli di luce.

L'idea che le immagini televisive ottenute mediante fotoni fossero soggette a fluttuazioni statistiche nacque a Barnes e Czerny (bibl. 1) nel 1932; nel 1943 de Vries (bibl. 2) pose le basi per il calcolo matematico di quel fenomeno. Successivamente molti autori, tra cui Rose (bibl. 3) Schade (bibl. 4) e Coltman-Anderson (bibl. 5) portarono significativi contributi in questo campo. Recentemente Rosell, Svensson e Willson (bibl. 6) hanno discusso alcuni fattori psicofisici e gli effetti dell'apertura del diaframma dell'obiettivo che focalizza l'immagine sul fotocatodo, sui segnali periodici usati nelle prove di definizione.

Inizialmente, per semplicità, furono considerate solamente immagini di controllo con un contrasto del 100%. Affinché l'analisi del problema fosse maggiormente aderente alla realtà, si presero poi in considerazione anche gli effetti di contrasti più ridotti. Tuttavia, uno degli aspetti del sistema televisivo, e cioè la sua capacità di ritrarre il movimento, è stato trascurato nella maggior parte dei lavori finora pubblicati.

Scopo di questo articolo è di mostrare che l'analisi dei limiti di risoluzione in funzione dell'illuminazione della superficie fotosensibile può essere estesa anche a scene in movimento. Si vedrà che questo risultato può essere ottenuto con piccole modifiche, di un metodo teorico statico già usato.

2. Discussione teorica.

La trattazione teorica adottata in questo articolo è già stata accennata nell'introduzione ed è essenzialmente basata sulle esperienze di Coltman e Anderson (bibl. 5). Questi autori mostrarono che il massimo numero visibile di righe in una immagine televisiva è proporzionale al rapporto tra il segnale video e il rumore di fondo. Così per distinguere un dettaglio di 200 linee è richiesto un rapporto segnale-rumore doppio di quello necessario per un dettaglio di 100 linee. Perciò per poter prevedere il limite di risoluzione è necessario calcolare preventivamente il rapporto segnale-disturbo in funzione del numero di righe e del livello di luce.

I dettagli di questo calcolo sono già stati presentati in un precedente lavoro alla Conferenza sui Sistemi di Elettro-ottica (bibl. 7). Si prenderà qui in considerazione soltanto il fotocatodo e le caratteristiche richieste per il segnale di prova in entrata. Per effettuare il calcolo per un tubo da ripresa a fascio diretto sono necessari i seguenti dati:

— efficienza di analisi del sistema di televisione;

— rumore di fondo equivalente del preamplificatore;

— larghezza di banda elettrica;

— guadagno nella piastra in un tubo SEC [1];

— rendimento quantistico del fotocatodo;

(*) Martin Green, Alfred B. Laponsky, Walter J. Whitson della Westinghouse Electric Corp. - Electronic Tube Division - Elmira, New York.

Dattiloscritto pervenuto in lingua inglese il 4 giugno 1973.

— contrasto dell'immagine da riprendere;

— risposta di apertura (²) ed onda quadra del fotocatodo.

Questi sono i dati generalmente presi in considerazione per una immagine fissa. L'ipotesi su cui si basa questo articolo è che, quando si tratta di scene in movimento, l'unico dato che deve essere modificato è la risposta di apertura ad un'onda quadra: un adatto valore deve essere sostituito a quello relativo ad immagini fisse.

3. Effetti del movimento sulla risposta di apertura.

Vi sono tre fattori che causano un peggioramento sulla risposta di apertura in una telecamera che riprenda una scena in movimento. Il primo di questi è un fenomeno specifico che peggiora la resa di immagini in moto per tutti i tubi da ripresa ad accumulo di cariche trama per trama. L'importanza degli altri due dipende dalle caratteristiche dei singoli tubi da ripresa esaminati.

(¹) I tubi di ripresa SEC (Secondary Electron Conduction) hanno, come l'orticonoscopio ad immagine (image orthicon), una sezione immagine composta da nu fotocatodo e da un'ottica elettronica che proietta su una *piastra* (target) l'immagine di elettroni provenienti dal fotocatodo. La struttura di questa piastra è, nei tubi SEC, assai diversa ed illustrata in figura 1. I fotoelettroni primari provenienti dal fotocatodo e fortemente accelerati (vari kV), generano, nella massa di una piastra di materiale speciale, un'emissione secondaria molto intensa ma proporzionale a quella primaria. La piastra è formata da uno strato conduttore, che costituisce l'elettrodo del segnale (Al). Esso è sufficientemente sottile per essere trasparente agli elettroni primari. Dietro ad esso si trova uno strato isolante a struttura molto rada, cioè a debole densità (K Cl). Dentro a tale strato ogni elettrone primario genera 100 ÷ 200 elettroni secondari, si ha così sulla superficie della piastra esplorata dal fascio ad elettroni lenti, che ne raccoglie la carica, un'immagine elettronica che ripete quella formata dai fotoelettroni con un guadagno dell'ordine di 100 ÷ 200.

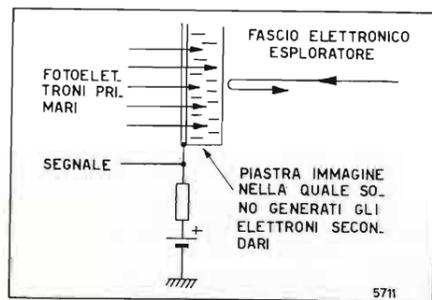



Fig. 1. — Dettaglio della piastra immagine di un tubo da ripresa televisiva SEC (Secondary Electron Conduction).

(²) Per analogia a quanto generalmente accade nei comuni obiettivi fotografici il cui potere risolutivo (resa dei dettagli delle immagini) varia al variare dell'apertura cioè del diametro utile del diaframma, nell'ottica elettronica con il termine « responso o risposta di apertura » o anche « effetto di apertura finita » si raggruppano tutti i parametri che interessano il potere risolutivo del sistema quali le dimensioni degli elementi del fotocatodo, le dimensioni del pennello elettronico e la sua focalizzazione e in generale tutte le modalità di formazione del segnale utile, variabili a seconda del tipo di tubo da ripresa, che possono avere influenza sulla resa dei dettagli delle immagini.

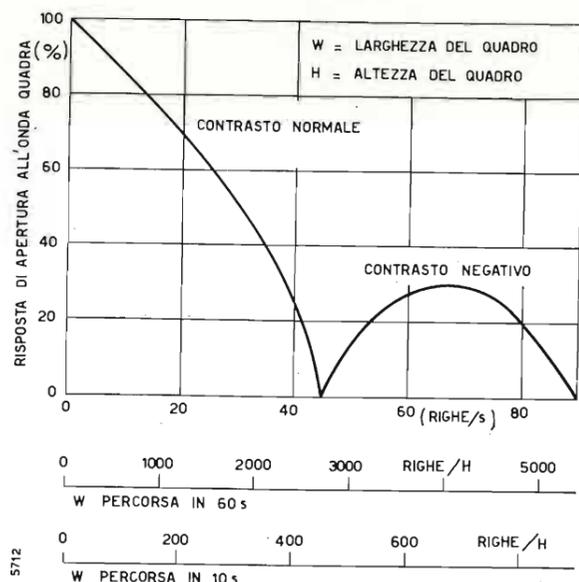



Fig. 2. — Diagramma della risposta di apertura in funzione della velocità di spostamento, in senso orizzontale, di righe verticali. Il numero di righe indicato è quello contenuto in una larghezza pari all'altezza *H* del quadro; la velocità di spostamento è riferita alla sua larghezza *W*.

3.1. Mescolamento di segnale.

Il mescolamento del segnale è un fenomeno che si manifesta in varia misura in tutti i tubi da ripresa con fotocatodo ad accumulo di cariche. Esso dipende dal movimento dell'immagine sul fotocatodo durante il periodo di accumulo. Una immagine di prova a sbarre verticali, esplorata dalla telecamera, provoca un sistema di cariche a forma di onde quadre sul fotocatodo.

Se l'immagine è in movimento orizzontale il sistema di cariche si muove sul fotocatodo e la carica totale accumulata durante un periodo di integrazione ha una distribuzione di ampiezza che non corrisponde più a quella dell'immagine ottica originale. Un effetto analogo accade in fotografia se un oggetto nel campo di ripresa si muove durante il tempo di esposizione. L'immagine risultante è sfuocata.

Il mescolamento di segnale nel tubo di ripresa televisiva è stata trattata da Anderton e Beyer (bibl. 8) che hanno ricavato una famiglia di curve che descrive il fenomeno. In figura 2 si vede in che modo la risposta di apertura di un tubo da ripresa ad accumulo di cariche è influenzato dal mescolamento di segnale. La curva di figura 2 è valida per qualsiasi velocità del movimento dell'immagine: le due scale delle ascisse in figura si riferiscono a due distinte velocità del movimento.

Si consideri ad esempio il caso di un'immagine che attraversi tutta la larghezza del quadro televisivo in 10 secondi (scala inferiore di fig. 2). Con un dettaglio di 200 linee verticali in uno spazio orizzontale pari all'altezza *H* del quadro la resa di qualsiasi tubo è già ridotta al 70% del valore per immagini fisse, che pure a 200 linee subisce già una riduzione per effetto della risposta di apertura, anche per le immagini fisse.

A 450 linee la risposta di apertura a causa del movimento dell'immagine scende a zero. Al di là di 450 linee il contrasto dell'immagine risulta invertito. Le linee nere di un monoscopio appaiono bianche e quelle bianche diventano nere. L'inversione del contrasto è a

prima vista sorprendente e inaspettata, ma è un effetto reale che è stato chiaramente dimostrato dalle esperienze.

La curva di figura 2 è calcolata per un sistema TV con una analisi di quadro (a linee interlacciate nel rapporto 2 : 1) effettuata in 1/30 di secondo. Se il tempo di analisi di quadro è più breve, gli effetti del mescolamento di segnale sono ridotti; in particolare se le due trame dell'analisi interlacciata non sono completamente indipendenti sul fotocatodo del tubo di ripresa, il sistema si comporterà, per quanto riguarda il mescolamento di segnale, come se avesse una ripetizione di quadro più vicina ad 1/60 di secondo. Gli effetti di mescolamento saranno quindi minori di quelli previsti in figura 2.

Ritorneremo in seguito su questo punto perché è importante notare che, mentre il mescolamento di segnale è comune per tutti i tubi ad accumulo di cariche, il suo effetto in un sistema a trame interlacciate dipende dal tempo di analisi di quadro e dal grado di indipendenza tra due trame interlacciate che è una caratteristica di ciascun tipo di tubo.

3.2. Prima scansione - Effetto Krittman.

La prima o singola scansione di un'immagine (detta anche prima lettura) su un fotocatodo ad accumulo di cariche generalmente porta ad una riduzione della risposta di apertura rispetto a quella ottenuta in funzionamento ripetitivo su immagine fissa. L'entità del peggioramento della risposta di apertura durante la prima scansione dipende dalla struttura del fotocatodo ed è dovuta al fatto che il fascio elettronico esploratore, durante il primo passaggio, risente della distribuzione dei potenziali piuttosto che dalla distribuzione delle cariche accumulate sul fotocatodo.

Il sistema di cariche accumulate produce un'immagine speculare di cariche sull'elettodo di segnale e sugli altri elettrodi nelle vicinanze. Ciò determina una distribuzione di potenziali più diffusa di quella che esisterebbe se non vi fosse l'eletrodo conduttore. Una volta raggiunto una situazione stazionaria, la diffusione dovuta alla carica speculare risulta compensata e la risposta di apertura migliora.

Quando in un tubo ad accumulo delle cariche l'immagine sul fotocatodo non è stazionaria (caso della ripresa di immagini in movimento) si è in certo qual modo sempre nella condizione di prima scansione perché il fotocatodo non riesce mai a raggiungere la situazione stazionaria.

L'effetto della prima esplorazione fu per la prima volta esaminato da Krittman (bibl. 9). Più recentemente Lowrance e Zucchino (bibl. 10) ne hanno valutati gli effetti sia per i tubi « image orthicon » e « image isocon » (³) sia per i tubi SEC. Gli effetti relativi per i due primi tubi e per un tubo da ripresa EBS (Electron Bombarded Silicon) sono riprodotti in figura 3.

(³) Il tubo « image isocon » è derivato dall'image orthicon, di cui costituisce un recente perfezionamento, adatto alle riprese con bassa luminosità. Rispetto all'image orthicon il nuovo tubo presenta due griglie disposte lungo il cammino di andata e ritorno del fascetto esploratore. La più vicina al catodo o *griglia separatrice*, è costituita da un disco forato; la seconda, o *griglia direttrice*, è costituita da un disco con una fessura diametrale. Ciò consente di separare dal fascio elettronico (che, dopo aver compensato le cariche accumulate sulla placca immagine, ritorna al moltiplicatore elettronico) gli elettroni maggiormente responsabili del rumore.

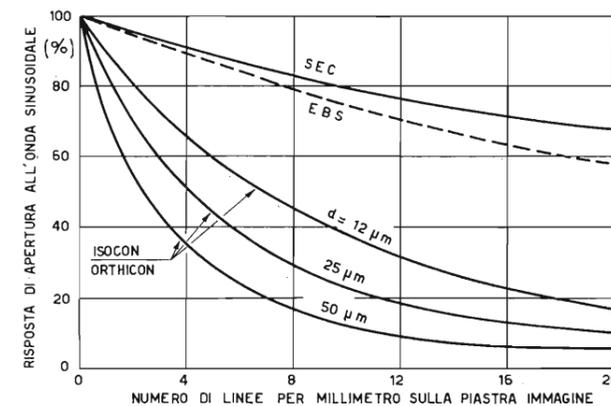



Fig. 3. — Riduzione della risposta d'apertura all'onda sinusoidale nella lettura della prima trama (effetto Krittman) in funzione del numero di righe per millimetro sulla piastra a immagine per diversi tipi di tubi da ripresa e, per i tipi isocon ed orthicon, per diversi valori della distanza *d* fra la piastra immagine e la rete collettrice degli elettroni secondari emessi da tale piastra.

Questo diagramma permette di valutare la differenza tra la risposta di apertura alla prima esplorazione rispetto al valore ottenuto nella normale esplorazione ripetitiva di immagini fisse. Il peggioramento nella risposta di apertura dovuta alla prima scansione è particolarmente notevole nei tubi con una larga spaziatura tra il fotocatodo su cui si accumulano le cariche e l'elettrodo a rete collettore di segnale, presente nei tubi « image isocon ed orthicon ».

3.3. Persistenza.

Il fenomeno della persistenza è una conseguenza dell'incapacità del fascio elettronico del tubo di ripresa di neutralizzare completamente la carica accumulata da ogni elemento sulla piastra immagine (target) durante ogni singola esplorazione. Questa incompleta neutralizzazione della carica accumulata dà luogo ad un parziale mescolamento del segnale di una trama con quello della successiva e può manifestarsi con una sfocatura dell'immagine o, nel caso di televisione a colori, con una mancanza di purezza del colore.

In questo articolo due aspetti della persistenza e cioè ritardo di formazione e ritardo di estinzione sono definiti come segue:

— un piccolo punto luminoso è focalizzato al centro del fotocatodo ed il segnale di uscita (una serie di brevi impulsi per ogni successiva trama a metà circa della sua durata) è esaminato su un oscilloscopio. Tale punto luminoso viene acceso durante l'inter-

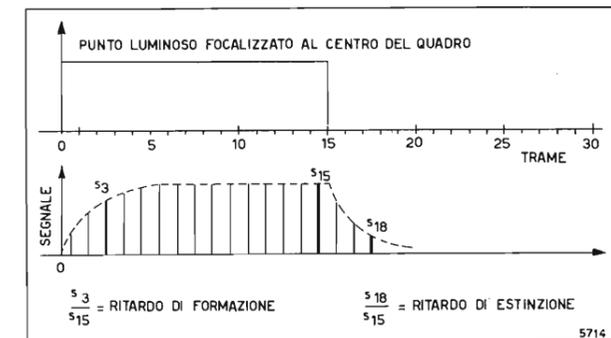



Fig. 4. — Fenomeno di persistenza; il segnale presenta un ritardo di formazione e un ritardo di estinzione definiti come in figura.

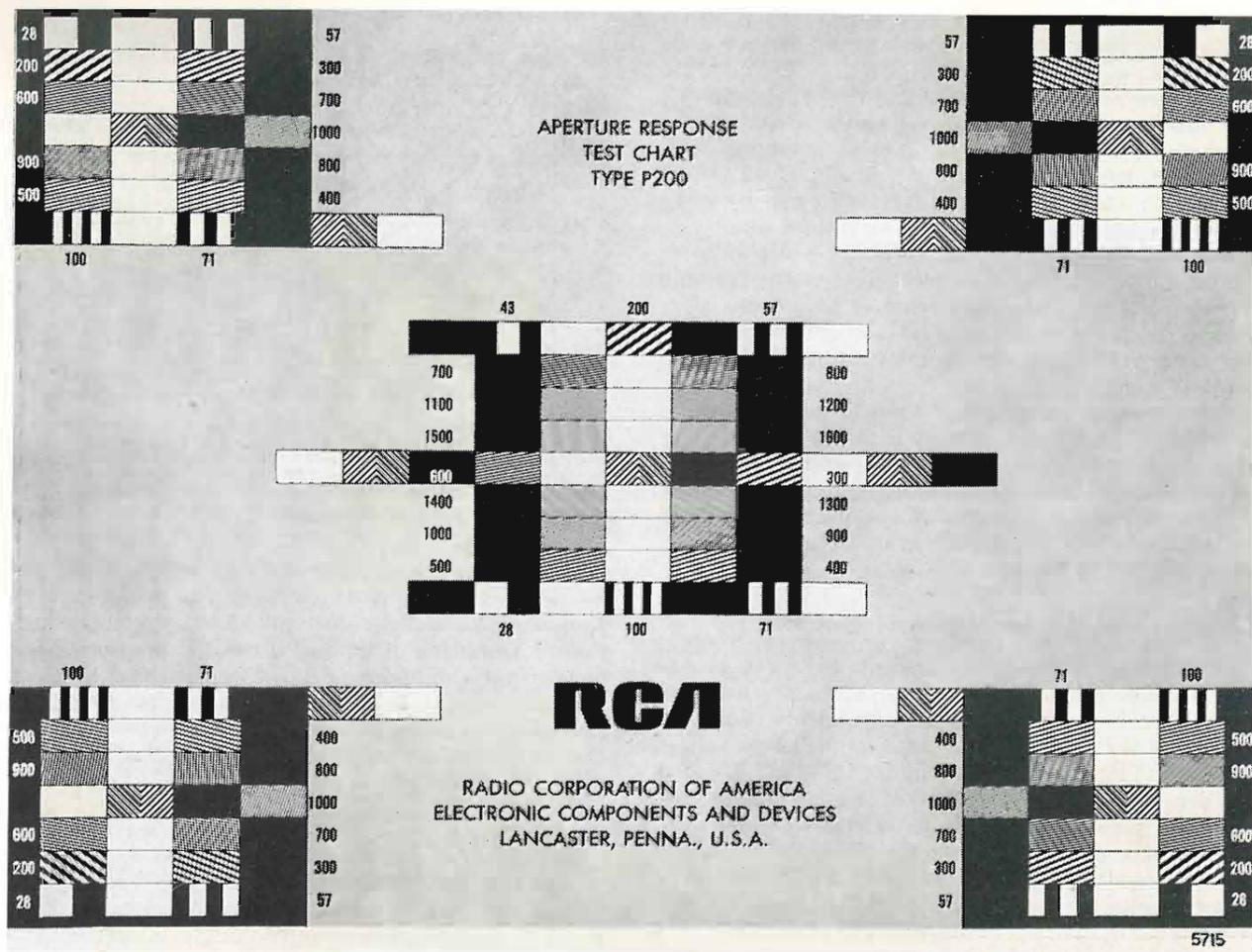



Fig. 5. — Immagine di prova RCA P200 per il controllo del potere risolutore dei sistemi televisivi. I numeri in prossimità dei reticoli di linee indicano il numero di linee contenute nell'altezza H dell'immagine. Le linee sono inclinate per non interferire con le righe orizzontali dell'analisi televisiva.

vallo del sincronismo verticale e resta acceso per 15 trame per permettere lo stabilizzarsi di un regime stazionario, poi viene spento per altre 15 trame; anche lo spegnimento è effettuato nel tempo intercorrente tra due trame, cioè durante il sincronismo verticale;

— il ritardo di formazione è dato dal rapporto tra l'ampiezza del segnale s_3 della terza trama e quello della quindicesima s_{15}. Il ritardo di estinzione è dato dal rapporto tra il segnale della diciottesima trama s_{18} e quella della quindicesima s_{15}. La figura 4 chiarisce tale concetto.

4. Misura della risposta di apertura per immagini in movimento.

Prima di procedere all'analisi teorica conviene esaminare il metodo attualmente usato per la misura del peggioramento della risposta di apertura dovuta al movimento delle immagini.

Dato il notevole interesse per i tubi EBS (Electron Bombarded Silicon) è stato scelto per un lavoro sperimentale un tubo di questo tipo e, precisamente il Westinghouse WX-31841. Questo tubo ha un fotocatodo rettangolare di 40 mm di diagonale con risposta spettrale S-20, mentre la piastra immagine (target) bombardata dal fascio elettronico è costituita da un sistema di microscopici diodi al silicio formanti un rettangolo di 25 mm di diagonale. La dimensione di 25 mm della piastra immagine comporta una persistenza un po' superiore a quella che si ha con piastra da 16 mm come nella maggioranza dei tubi EBS.

Poiché la presente ricerca è rivolta ad una migliore comprensione di quanto accade nelle riprese di scene in movimento si è scelto un esemplare di tubo con una persistenza maggiore della media in modo da avere effetti particolarmente notevoli.

Esso ha una risoluzione limite di circa 900-1000 linee tipica del tipo WX-31841. Sebbene la emissione di 100 μA/lm, sia minore della media, e quindi anche la sensibilità globale di 1000 microampere per footcandle (μA/ft-c) sia inferiore ai valori tipici, il significato delle prove non viene alterato.

Per valori della corrente di segnale compresi tra 100 e 600 nA, il ritardo risulta costante ma fortemente influenzato dalla tensione della piastra immagine. Quest'ultimo fatto era previsto ed offre l'opportunità di controllare il processo di ritardo su un'ampia gamma di valori senza alterare la sensibilità statica di base del tubo.

Le misure di risposta di apertura in regime dinamico sono effettuate proiettando sul fotocatodo una immagine formata da segnali luminosi, di durata va-

Fig. 7. — Potere risolutore limite in righe verticali contenente in una larghezza pari ad H in funzione dell'illuminazione del fotocatodo e per diverse velocità di spostamento dell'immagine di prova che può essere ferma (statica) o percorrere la larghezza del quadro W in 60, 20, 10, 5 secondi.

riabile, ottenuti mediante un'immagine di prova del potere risolvente tipo RCA P-200 riprodotta in figura 5. L'immagine, fissata su un nastro trasportatore trasparente, può passare a varie velocità nel campo di ripresa della telecamera ed è illuminata posteriormente; il livello di luce è regolato in modo da ottenere, in condizioni statiche, una corrente di segnale di 400 nA oltre la corrente di riposo. Il segnale così generato viene inviato ad un oscilloscopio e, scegliendo l'impulso corrispondente alle righe prefissate, la percentuale di modulazione è letta mediante osservazione diretta.

Quando si usa il disegno di prova P-200 è sufficiente una banda passante di 4 MHz. Ne risulta una notevole riduzione di rumore, dando così la possibilità di lettura diretta sull'oscilloscopio anche quando il disegno attraversa tutta la larghezza dell'immagine in 2,5 secondi.

La figura 6 consente di confrontare le risposte di apertura in condizioni stazionarie e in regime dinamico. Le curve *a*) si riferiscono a una velocità di spostamento dell'immagine di prova su tutta la larghezza del quadro in 60 secondi. Le tre curve a tratto pieno sono ricavate sperimentalmente, una in condizioni statiche e due con l'immagine di prova in movimento. Di queste ultime una è ottenuta con una tensione di elettrodo V_T di 20 V e mostra un ritardo di estinzione nella terza trama del 19%; l'altra, ottenuta con una tensione V_T di 7,5 V dà un ritardo di estinzione del 47%. Le curve tratteggiate indicano gli effetti calcolati con immagine fissa.

Le curve *b*) danno i risultati ottenuti con una velocità maggiore dell'immagine di prova che percorre infatti la larghezza del quadro in 10 secondi.

Tali curve mostrano che il peggioramento della risposta di apertura dipende, in notevole misura, dal mescolamento di segnale.

È interessante osservare che le curve sperimentali nel caso *b*) passano per un minimo tra le 400 e le 600 linee TV. Questo risultato è aderente alla previsione fatta al paragrafo 3.1 secondo la quale alla velocità di spostamento di 45 righe contenute nella larghezza W e percorse in 1 secondo la risposta di apertura si annulla. Il fatto che il risultato sperimentale non coincida esattamente con quello teorico dimostra che non vi è una completa separazione tra le due trame interlacciate e che il tempo effettivo di quadro è più breve del trentesimo di secondo previsto.

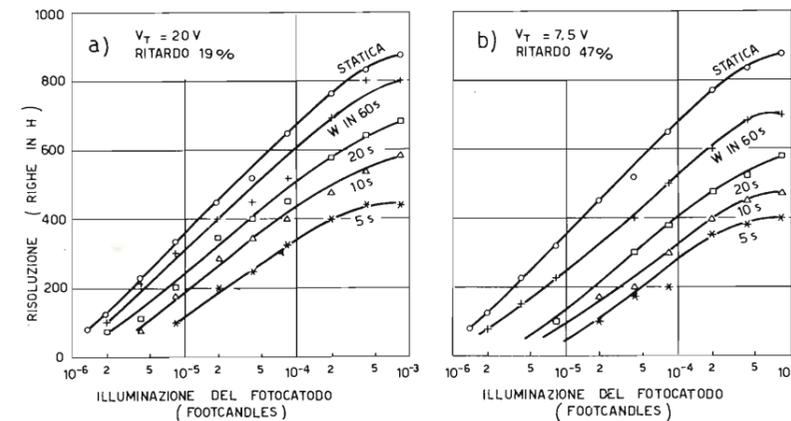



Fig. 6. — Risposta di apertura all'onda quadra in funzione delle righe verticali sulla carta di prova contenute in una larghezza H pari all'altezza del quadro per due valori della velocità di spostamento orizzontale della carta di prova.

5. Misura del potere risolutivo.

Per verificare i calcoli teorici si sono effettuate misure proiettando sul tubo di ripresa un'immagine di prova a barre verticali (contrasto 100%) e determinando la minima intensità di luce che consente la percezione del numero di righe.

Per queste prove il tubo è stato alimentato con tensioni della piastra immagine di 7,5 e di 20 volt. L'immagine di prova è mantenuta ferma (prova statica) oppure mossa con velocità tale da percorrere completamente la larghezza del quadro W in 60, 20, 10 e 5 secondi. Tutte le misure di risoluzione sono state effettuate con una larghezza di banda video di 12 MHz.

In base ai risultati si sono tracciate le curve di risoluzione limite in funzione dell'illuminazione sul foto catodo e per varie velocità di movimento della immagine.

In figura 7*a* si hanno i risultati ottenuti con una tensione di 20 V sulla piastra immagine e con un conseguente ritardo di estinzione alla terza trama del 19%. Per ottenere una risoluzione di 100 linee contenute in una larghezza pari ad H, tra la condizione di immagine fissa e quella di immagine in movimento in modo da attraversare tutta la larghezza W del quadro in 5 secondi, si richiede un aumento della luminosità di circa cinque volte. A 400 linee l'aumento richiesto della luminosità è di circa 16 volte.

La figura 7*b* mostra analoghi risultati ottenuti con una tensione di elettrodo bersaglio di 7,5 V che dà un ritardo di estinzione pari al 47%. In questo caso a 100 linee il livello di luce richiesto con l'immagine che percorre la larghezza del quadro in 5 secondi è circa 11 ÷ 12 volte più elevato di quello necessario con immagine ferma.

6. Confronto con la teoria.

Come si è già osservato, questo studio si fonda sull'ipotesi che la teoria usata per calcolare i limiti del potere risolutivo in funzione del livello di luce per

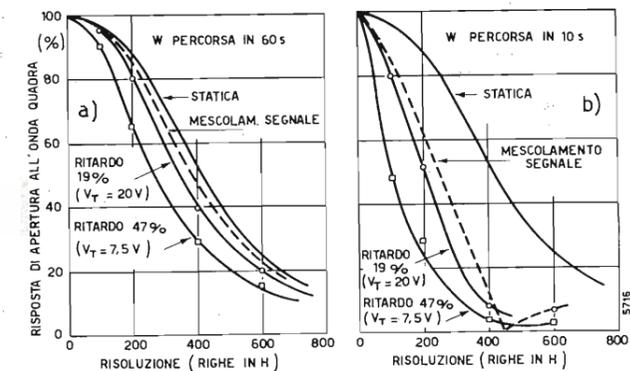
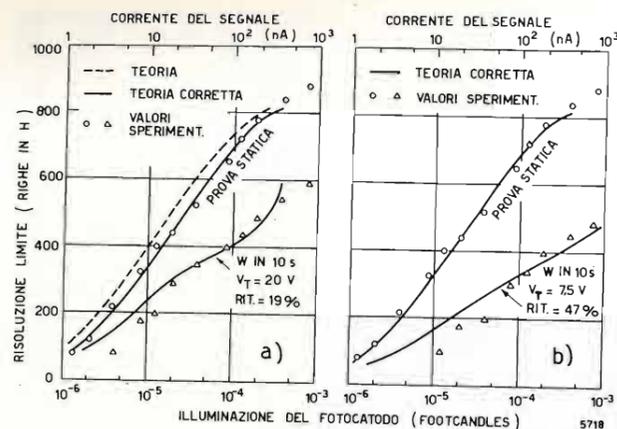



Fig. 8. — Potere risolutore limite in funzione della illuminazione del fotocatodo, sia in condizioni statiche, sia con immagine in movimento (W percorsa in 10 secondi).

immagini fisse possa essere applicata anche nel caso di scene in movimento purché si modifichi il valore della risposta di apertura ad onde quadre in modo da tener conto del peggioramento dovuto al movimento.

Naturalmente, l'approccio più corretto per verificare questa ipotesi sarebbe quello di calcolare il peggioramento della risposta di apertura dovuto al movimento sviluppando adatte equazioni per i tre fattori interessati: mescolamento di segnale, effetto di prima scansione e persistenza. Come passo intermedio, i calcoli teorici del potere risolutivo limite sono stati qui effettuati usando i valori della risposta di apertura ricavati dalla misura e riportati in figura 6. I risultati sono quelli rappresentati in figura 8 dove i valori calcolati sono confrontati coi dati misurati sia nel caso del ritardo di estinzione di terza trama del 19% (fig. 8*a*), sia nel caso di ritardo del 47% (fig. 8*b*).

Si consideri dapprima la curva teorica tratteggiata relativa al caso di immagine fissa. La sua forma corrisponde molto bene come andamento ai risultati sperimentali, però è traslata secondo un fattore di circa 1,45 sulla scala delle illuminazioni rispetto ai dati dell'esperienza. Tale differenza è relativamente piccola in rapporto ai tre ordini di grandezza dei livelli di luce considerati e dipende da piccoli errori nel modello e nei dati del sistema.

Per eliminare questa discordanza e permettere un valido confronto tra le curve relative a scene fisse ed a scene in movimento le curve teoriche della figura 8 sono state traslate di un fattore 1,45 in modo da far concordare i dati teorici con quelli sperimentali nel caso delle immagini fisse. Queste curve teoriche traslate sono disegnate a tratto pieno.

In figura 8*a*, *b* sono tracciate le curve per una velocità di spostamento tale da far percorrere all'immagine tutta la larghezza del quadro W in 10 secondi.

Si constata che la teoria e l'esperienza concordano bene ai più altri livelli di luce, ma che ai livelli di luce più bassi i risultati pratici sono peggiori di quelli previsti dalla teoria. L'intervallo di livelli di luce per cui si ha un buon accordo tra i dati teorici e quelli pratici va da 5.10^{-5} a 5.10^{-4} footcandles (5,5 10^{-4} a 5,5 10^{-3} lux) [4] cui corrispondono correnti di segnale utile da 50 a 500 nA (scala superiore delle ascisse). Poiché la persistenza è praticamente indipendente dalla corrente del segnale tra 100 e 600 nA e la risposta di apertura adottata per i calcoli teorici era stata misurata a 400 nA, non sorprende che l'accordo tra calcoli ed esperienza sia buono a questi alti livelli di illuminazione. Con illuminazione più ridotta, da 5.10^{-6} a 5.10^{-5} footcandles, la corrente di segnale varia tra 5 e 50 nA. In questo caso il basso rapporto segnale-disturbo rende difficile le misure di persistenza, ma è ben noto che i valori di persistenza crescono e che quindi anche i valori della risposta di apertura peggiorano rispetto a quelli misurati con 400 nA.

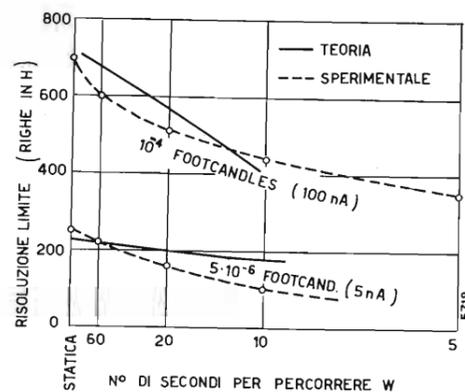
La figura 9 mette in evidenza le situazioni di alto e basso illuminamento tracciando i valori limite del potere risolutivo in funzione della velocità di spostamento dell'immagine per due differenti livelli di luce e cioè 1.10^{-4} footcandles (segnale di 100 nA) e 5.10^{-5} footcandles (5 nA).

([4]) 1 foot-candle (ft-c) = 10,78 = ~ 11 lux.

Fig. 9. — Potere risolutore limite in funzione della velocità di spostamento dell'immagine di prova (espressa col numero di secondi necessari per percorrere la larghezza W) per due valori dell'illuminazione (10^{-4} e 5.10^{-6} footcandles).

7. Miglioramenti del modello teorico.

Un affinamento dei risultati, già buoni, ottenuti col metodo di calcolo proposto si potrà ottenere allorché si disporrà di maggiori dati sulla risposta di apertura per un'ampia gamma di livelli di luce in modo da tener conto delle variazioni della persistenza al variare della corrente di segnale. Questi dati sono difficili da ricavare asperimentalmente a causa del basso rapporto segnale-disturbo a livelli di luce ridotti.

7.1. Mescolamento di segnali.

Come appare dalla figura 2 l'analisi fondamentale del mescolamento di segnali è già stata trattata nella letteratura. Ciò che ora si deve definire è l'importanza dell'intermodulazione tra le trame di un sistema interlacciato, cioè l'effetto di una trama sulla successiva che, a causa dei movimento, è diversa dalla precedente.

7.2. Effetto della prima scansione.

L'effetto dell'analisi di una immagine sulle immagini successivamente analizzate non è stato finora esaminato a fondo. I dati forniti in figura 3 devono essere riferiti a successive trame di un'immagine in movimento in modo da poter essere utilizzati nel modello previsionale teorico.

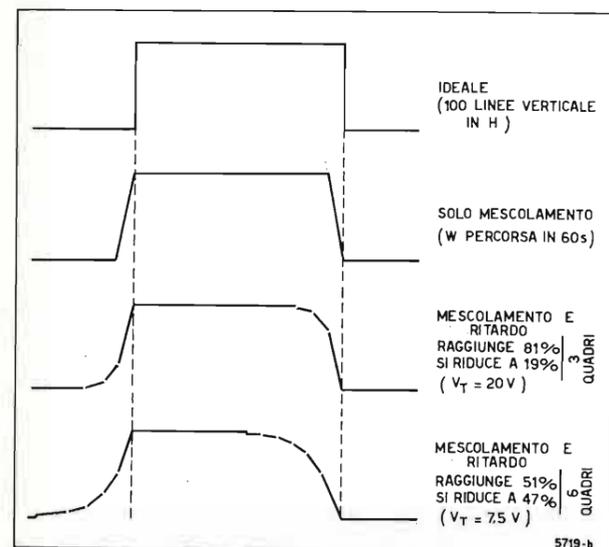



Fig. 10. — Deformazione calcolata del segnale relativo ad una barra verticale, di un'immagine comprendente 100 barre in una larghezza pari ad H, per effetto del solo mescolamento od anche del ritardo.

7.3. Persistenza.

Si deve sviluppare un metodo di calcolo che permetta di trasferire i valori normali di persistenza in valori di peggioramento della risposta di apertura; inoltre non deve essere dimenticata la variazione della persistenza col variare del livello di luce. Qualche tentativo preliminare è già stato compiuto in questo senso.

Mediante il calcolo si sono ottenuti i risultati della figura 10 che mostra come la forma del segnale di una barra verticale di un'immagine comprendente 100 linee in una larghezza pari ad H è modificata a causa degli effetti di mescolamento di segnale e di persistenza.

La prima curva in alto dà la forma del segnale nel caso ideale di immagine fissa e tubo con risposta di apertura perfetta. La seconda curva mostra l'effetto del solo mescolamento di segnale per una velocità tale che la larghezza W del quadro è percorsa in 60 secondi; tale velocità si suppone inalterata anche nel terzo e quarto caso.

La terza curva mostra l'effetto del mescolamento di segnale e delle persistenza. I diagrammi si riferiscono al caso in cui la tensione della piastra immagine è di 20 V per cui durante la formazione, il segnale, secondo la definizione di figura 4, raggiunge l'81% (100% — 19%) mentre il ritardo di estinzione è del 19%.

Il calcolo numerico degli effetti di ritardo della persistenza è stato ripetuto tre volte per raggiungere uno stato di quasi equilibrio dopo l'esplorazione di tre quadri in moto.

L'ultima curva dà il mescolamento di segnale ed il ritardo per una tensione di piastra immagine di 7,5 V, a cui corrisponde un ritardo di formazione del 51% e un ritardo di estensione del 47%.

In questo caso il calcolo si è ripetuto sei volte (6 quadri) per raggiungere una situazione prossima all'equilibrio.

È presumibile che un sistematico studio secondo queste direttive possa condurre ad un metodo di calcolo delle variazioni della risposta di apertura in funzione della persistenza.

8. Conclusioni.

Sebbene in questo lavoro sperimentale si sia usato un solo tubo di ripresa EBS si può ritenere che i concetti esposti abbiano una validità generale. Perciò si possono trarre tre conclusioni che si possono applicare in misura diversa a tutti i tubi da ripresa per bassi livelli di luce.

Primo: un confronto coi risultati delle misure ha dimostrato che il metodo usato permette di prevedere il comportamento di un tubo da ripresa a basso livello di luce nei casi di immagine in movimento. L'unico dato aggiuntivo necessario per il calcolo è un adatto valore per la risposta di apertura dinamica ad onda quadra che deve essere sostituito al normale valore relativo all'immagine fissa.

Secondo: per eliminare la necessità di effettuare misure della risposta di apertura dinamica sono stati suggeriti metodi per ricavare questo dato dell'analisi teorica del mescolamento di segnale, dell'effetto di prima esplorazione e della persistenza.

Terzo: nel corso delle esperienze è stata valutata l'importanza del mescolamento di segnale e della prima scansione sul funzionamento con immagini in movimento. Si è visto che questi fenomeni hanno lo stesso ordine di grandezza degli effetti della persistenza e sono più importanti di quanto finora riscontrato da altri sperimentatori. (1612)

B I B L I O G R A F I A

1. - Barnes R., Czerny M.: « Z. Physik », 79, 1932.
2. - de Vries H. L.: « Physica », X, No. 7, 1943.
3. - Rose A.: « J. Opt. Soc. Am. », 38, pag. 196, 1948.
4. - Schade O. H.: « RCA Review », 28, pag. 460, 1967.
5. - Coltman J. W., Anderson A. E.: « Proc. IRE », 48, pag. 5, 1960.
6. - Rosell F. A., Svensson E. L., Willson R. H.: « Applied Optics », 11, pag. 1058, 1972.
7. - Beyer R. R., Green M.: « Proc. of the Electro-Optical Systems Design Conference », 12, 1969.
8. - Anderton H., Beyer R. R.: « Advances in Electronics and Electron Physics », 28, pag. 229, 1969 Academic Press.
9. - Krittman I. M.: « IEEE Transactions on Electron Devices », 10, 1963.
10. - Lowrance J. L., Zucchino P. M.: « Astronomical Use of Television-Type Image Sensors », NASA Publication SP-256, 1971.

FILTRI ELETTROMECCANICI DI CANALE PER MULTIPLEX TELEFONICI A DIVISIONE DI FREQUENZA

M. BATTINI - F. CAVIGLIA (*)

SOMMARIO — Si presenta una rassegna delle realizzazioni in forma elettromeccanica dei filtri di canale per multiplex telefonici a divisione di frequenza; i diversi filtri sono esaminati dal punto di vista delle caratteristiche elettriche e da quello della struttura meccanica. Sono presi in considerazione sia filtri già in fase di produzione industriale sia dispositivi sperimentali; a titolo di confronto si riportano anche le caratteristiche di un moderno filtro di canale ad induttanze e capacità. Si premettono alla rassegna una breve esposizione delle caratteristiche richieste ad un filtro di canale ed una concisa presentazione dei filtri elettromeccanici in generale.

*SUMMARY — **Electromechanical channel filters for FDM telephone equipment.** A survey of electromechanical channel filters for FDM telephone equipment is presented; particularly their mechanical structure and electrical characteristics are examined. Either mass-produced or experimental filters are considered; as a comparison the characteristics of a modern LC channel filter are also reported. The required features for a channel filter, and the possible structures for electromechanical filters are briefly treated in the preliminary remarks.*

1. Introduzione.

Negli ultimi dieci anni si è manifestato un rinnovato interesse nei confronti dei filtri elettromeccanici; gli studi effettuati su di essi hanno permesso di portarli ad un livello di semplicità costruttiva e di qualità tecnica tali da renderli competitivi in molti campi di applicazione con i filtri tradizionali *LC* (bibl. 1, 2).

Un campo di utilizzazione attualmente molto interessante per i filtri elettromeccanici è costituito dal loro uso quali filtri di canale nei multiplex telefonici a divisione di frequenza (FDM) (bibl. 3). In questo ultimo settore tali filtri, pur essendo ancora oggetto di studio e suscettibili di perfezionamenti, sono già al livello di produzione industriale e le apparecchiature che li impiegano sono state adottate da molte amministrazioni telefoniche nazionali, tra cui quella italiana.

In questo articolo, dopo alcune note sui requisiti di un filtro di canale e sui filtri elettromeccanici in generale, viene presentata una rassegna dei filtri di canale di attuale produzione e di alcune realizzazioni sperimentali. Per confronto vengono poi riportate le caratteristiche di uno dei tipi più recenti di filtri di canale *LC*.

2. Il filtro di canale nei multiplex telefonici FDM.

Nella tecnica della multiplazione a divisione di frequenza, il primo stadio dell'operazione di traslazione in frequenza dei canali telefonici dalla banda base ($300 \div 3400$ Hz) è costituito dalla traslazione di 12 canali nella banda del gruppo primario B del CCITT ($60 \div 108$ kHz). Questa traslazione può avvenire secondo diverse modalità (bibl. 4):

— modulazione diretta, mediante la quale tutti i 12 canali in banda base vengono direttamente traslati a formare il gruppo primario;

— modulazione a pregruppi, la più usata nelle apparecchiature attualmente in esercizio, mediante la quale i 12 canali vengono inizialmente raggruppati a formare pregruppi uguali; successivamente, con una seconda modulazione, i pregruppi vengono traslati nel gruppo primario. Una soluzione molto usata prevede quattro pregruppi, ciascuno di tre canali, nella banda $12 \div 24$ kHz;

— premodulazione, mediante la quale i 12 canali in banda base vengono prima traslati in una banda intermedia e poi portati, con una successiva modulazione, nel gruppo primario. La banda nella quale viene effettuata la premodulazione è, tranne rare eccezioni, uguale per tutti i canali; essa deve essere fuori dal campo $60 \div 108$ kHz e, per evitare che nella modulazione definitiva in questo medesimo campo cada anche una qualche banda laterale non utilizzata, è normalmente superiore ai 24 kHz.

Con tutti i sistemi di modulazione, la rigorosa limitazione della banda di ciascun canale, necessaria per non disturbare i canali vicini, viene fatta dopo la prima traslazione in frequenza, mediante un filtro detto « di canale ».

Il CCITT pone prescrizioni sulle caratteristiche del canale telefonico che si traducono in esigenze circa la banda passante e la selettività del filtro di canale; tali caratteristiche risultano piuttosto severe e il filtro deve quindi possedere elevata stabilità nel tempo e con la temperatura.

A causa di ciò i filtri di canale, che sono già i più numerosi tra quelli contenuti nell'apparecchiatura per

(*) Dott. ing. Marcello Battini e dott. Francesco Caviglia, del CSELT - Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni - Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 15 giugno 1973.

la formazione del gruppo base, risultano anche i più critici ed i più costosi, incidendo così fortemente sul costo totale; gli eventuali filtri di pregruppo e di gruppo sono invece poco severi e quindi meno costosi.

I diversi schemi di modulazione differiscono nel numero dei componenti necessari per ottenere la traslazione di frequenza dei 12 canali telefonici dalla banda base al gruppo primario; la frequenza a cui viene fatta la prima traslazione determina invece la larghezza di banda relativa del filtro di canale. Nella tabella 1 sono indicati per i diversi metodi di modulazione il numero di filtri, di modulatori e di frequenze portanti necessari.

La modulazione mediante pregruppo ha rappresentato per lungo tempo un compromesso conveniente,

Tabella 1

Numero dei filtri, modulatori e portanti richiesti per la formazione del gruppo base di 12 canali, con diversi sistemi di modulazione

Sistema di modulazione	Filtri severi (di canale) (Numero totale = = 12) Tipi diversi	Filtri non severi (Tutti diversi tra loro) Numero totale	Numero di modulatori	Numero di portanti diverse
diretta	12	0	12	12
a pregruppi di 3 canali	3	4	16	7
premodulazione a frequenza unica	1	1	24	13
premodulazione a frequenze diverse	12	1	13	13

per filtri LC con bobine in ferrite, tra numero di filtri differenti di canale e numero di modulatori. Con la modulazione diretta il numero di modulatori diminuisce a 12, però i 12 filtri di canale sono tutti diversi tra loro; con la premodulazione ad un'unica frequenza, al contrario, si ha un solo tipo di filtro di canale, ma 24 modulatori. È evidente che il costo dei filtri raffrontato a quello dei modulatori ha notevole peso nella scelta dello schema di modulazione più conveniente dal punto di vista economico.

Al giorno d'oggi sono disponibili a prezzo moderato modulatori che, in versione integrata, offrono anche un'estrema semplicità di manutenzione, mentre i filtri di canale sono ancora componenti costosi; il loro prezzo può essere ridotto se si utilizza un solo tipo di filtro costruito in serie per mezzo di procedimenti di fabbricazione e di taratura automatizzati il più possibile. Questo fatto spiega perché diversi costruttori si siano attualmente orientati verso la tecnica della premodulazione. L'avere tutti i pannelli di canale uguali tra loro costituisce inoltre un notevole vantaggio, dal punto di vista delle scorte, per gli esercenti delle reti telefoniche.

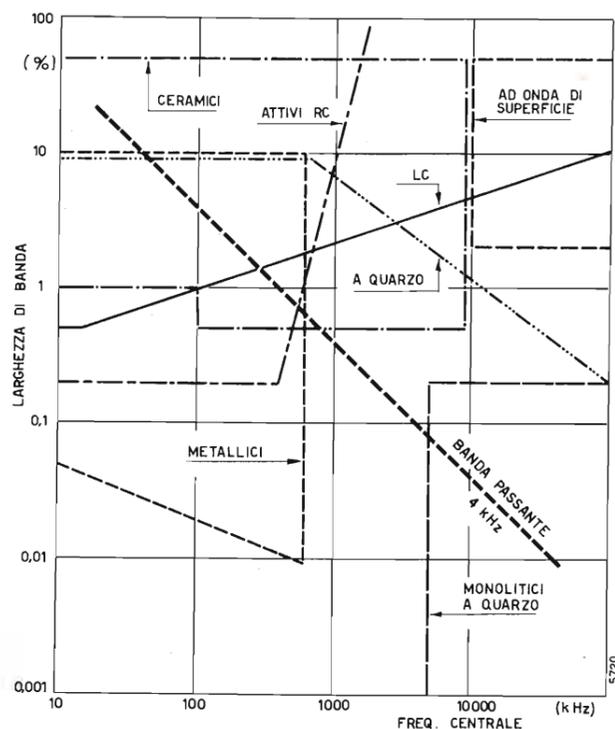



Fig. 1. — Campo di realizzabilità pratica dei filtri, secondo le diverse tecniche.

La banda passante e la selettività richieste al filtro dipendono pure dal sistema usato per la trasmissione della segnalazione. La segnalazione può essere infatti trasmessa sul canale ad una frequenza compresa nella banda fonica 300 ÷ 3400 Hz (segnalazione in banda), oppure può essere trasmessa ad una frequenza al di sopra della stessa e compresa nella banda lorda di 4 kHz assegnata al canale. Quest'ultimo sistema di trasmissione della segnalazione, che è quello più usato in Europa, permette l'uso di ricevitori della segnalazione abbastanza semplici, ma impone caratteristiche più severe ai filtri di canale.

Allorché è usata la segnalazione in banda il filtro di canale deve lasciare passare le frequenze che, in banda traslata, corrispondono al campo 300 ÷ 3400 Hz e bloccare sufficientemente (almeno 60 dB di attenuazione) quelle fuori del campo 600 ÷ 4300 Hz, per non interferire con i canali vicini.

La segnalazione fuori banda può essere realizzata in due modi diversi:

— con iniezione della segnalazione in bassa frequenza;

— con iniezione della segnalazione in alta frequenza.

Per iniettare la segnalazione in bassa frequenza occorre porre all'entrata del canale un filtro passa-basso, con taglio superiore a 3400 Hz, che attenui sufficientemente (ordine dei 30 dB) ogni possibile componente vocale a 3825 Hz (che è la frequenza normalmente usata per la segnalazione); a valle di tale filtro viene iniettata la segnalazione. Il segnale così composto è traslato in frequenza mediante la modulazione e filtrato per mezzo del filtro di canale. Le caratteristiche di quest'ultimo filtro risultano relativamente poco severe: esso infatti deve lasciar passare le frequenze che in banda traslata corrispondono al campo 300 ÷ ÷ 3825 Hz, bloccare fortemente le frequenze fuori banda dal lato delle basse frequenze, ma in misura

molto minore quelle superiori ai 4300 Hz poiché il canale è già stato limitato superiormente per mezzo del filtro passa-basso iniziale.

Con l'iniezione della segnalazione in alta frequenza è possibile eliminare il filtro passa-basso a monte del modulatore; si deve in questo caso avere un filtro di canale la cui banda passante corrisponda ai 300 ÷ ÷ 3400 Hz, ma che già a 3825 Hz attenui di una trentina di dB. La segnalazione viene iniettata a valle del filtro di canale ad una frequenza che, in banda traslata, corrisponde ai 3825 Hz.

La figura 1 mostra il campo di pratica realizzabilità dei filtri in relazione alla tecnologia costruttiva usata, alla frequenza di funzionamento ed alla larghezza percentuale di banda. La linea tratteggiata si riferisce alla larghezza di banda di 4 kHz propria dei filtri di canale.

Questa figura non è però molto significativa ai fini della determinazione della realizzabilità di un filtro di canale se non si tiene conto che esso non ha solo il requisito di una banda passante di circa 4 kHz, ma anche quello di avere fronti molto ripidi e attenuazione molto piatta in banda passante. Parametro più utile da questo punto di vista è il « coefficiente di qualità normalizzato » q dei risonatori, definito dalla:

$$q = Q \frac{\text{larg. di banda del filtro}}{\text{freq. centrale del filtro}}$$

che tiene conto del fattore di qualità Q dei risonatori e della larghezza di banda percentuale del filtro che si vuol realizzare; per un filtro di canale di buona qualità q deve essere almeno dell'ordine del centinaio; questo corrisponde a situare la zona di realizzabilità dei filtri di canale all'incirca sotto una retta due decadi più bassa di quella tratteggiata in figura 1 (con $q = 1$ un generico filtro con banda passante di 4 kHz è al limite della realizzabilità).

Nella tabella 2 sono riportate alcune caratteristiche per risonatori di diverso tipo. In base ai dati in essa

Tabella 2

Caratteristiche di diversi tipi di risonatori per filtri

Risonatore	Frequenza di lavoro ottima. * f_{ott} (kHz)	Coefficiente di qualità Q	q per un filtro con banda di 4 kHz intorno a f_{ott}	Coefficiente di temperatura (parti per °C)	Dissintonia per una variazione di 25°C (Hz)
LC	25	250	40**	5.10^{-5}	31
metallico	100	15.000	600	1.10^{-6}	2,5
ceramico	100	500	20	1.10^{-5}	25
in ferrite	100	10.000	400	5.10^{-6}	12,5
a quarzo	5.000	10^6	80	5.10^{-8}	6,3

* Valore indicativo.

** L'uso delle tecniche di predistorsione e di ottimizzazione, ben applicabili sui filtri LC, permette però di ottenere risultati paragonabili a quelli ottenibili con un q diverse volte maggiore.

contenuti e alle considerazioni fatte in precedenza, un filtro di canale risulta realizzabile con tecnica LC, pur di impiegare alcuni accorgimenti quale la predistorsione o l'ottimizzazione; è inoltre realizzabile con risonatori metallici, a ferrite o a quarzo. I risonatori ceramici non hanno qualità sufficiente, quelli attivi sono invece inadatti per questioni di instabilità termica e di dissipazione.

3. Costituzione di un filtro elettromeccanico.

Il funzionamento di un filtro elettromeccanico si basa su risonatori ed organi di accoppiamento meccanici, in luogo dei circuiti risonanti elettrici e delle reattanze di accoppiamento. All'entrata ed all'uscita del filtro vengono posti due trasduttori elettromeccanici che servono per l'accoppiamento con il circuito esterno. Le funzioni di risonanza, accoppiamento e trasduzione possono essere svolte da organi ben distinti gli uni dagli altri, come negli esempi di filtri metallici che si vedranno, oppure da organi fisicamente coincidenti, come nei filtri monolitici a quarzo o ceramici.

Si distingueranno in quanto segue i filtri meccanici in base al materiale di cui sono composti i risonatori impiegati.

3.1. FILTRI METALLICI

Nei filtri metallici sono impiegati risonatori in forma di barre, piastrine, anelli, cilindri o forchette, che vibrano in genere secondo uno solo dei possibili modi (ad es. longitudinale, a torsione, a flessione). Gli organi di accoppiamento sono usualmente dei fili o delle barrette di sezione e lunghezza opportuna, che non presentano risonanze alla frequenza di lavoro.

Il filtro può essere studiato facendo uso di analogie elettromeccaniche (ad esempio quella che pone in corrispondenza forza e tensione, velocità di spostamento e corrente) e ricorrendo a uno schema elettrico equivalente. In esso il comportamento dei risonatori meccanici nell'intorno della frequenza di risonanza viene schematizzato da circuiti risonanti e gli organi meccanici d'accoppiamento, i quali non presentano perdite e non risuonano, sono rappresentati da reattanze. Il progetto del circuito elettrico equivalente viene spesso condotto sulla base dei parametri immagine, in modo da ottenere per buona parte dei risonatori la stessa frequenza di risonanza, cosa che dal punto di vista costruttivo può risultare abbastanza vantaggiosa.

Un buon materiale per risonatori meccanici deve possedere, al variare della temperatura, caratteristiche di stabilità dimensionali e del modulo di elasticità dell'ordine di 1.10^{-6}/°C ed un coefficiente di qualità Q di almeno 10.000.

Vengono impiegate leghe di acciaio con nickel, cromo, titanio, berillio, alluminio; ad esempio i Thermelast, il Ni Span C, l'Elinvar, l'Elcolly ed il Vibralloy; esse sono lavorate a freddo e indurite mediante tempera.

Il funzionamento dei trasduttori si basa sull'effetto magnetostrittivo (detto anche piezomagnetico) o sull'effetto piezoelettrico; ogni trasduttore può essere schematizzato come un elemento a due porte, una elettrica e l'altra meccanica, accoppiate tra di loro.

Parametri essenziali caratterizzanti il trasduttore sono: la reattanza statica propria, le eventuali fre-

quenze di risonanza proprie e il coefficiente di accoppiamento elettromeccanico; quest'ultimo gioca il ruolo fondamentale nella trasformazione di impedenza dal lato meccanico a quello elettrico del trasduttore e viceversa.

Per un corretto funzionamento della struttura filtrante la impedenza meccanica interna deve essere adattata a quella elettrica esterna. Ciò si ottiene con una opportuna scelta delle due grandezze stesse, con un adatto dimensionamento del trasduttore, o con l'uso di trasformatori e di reattanze elettriche aventi lo scopo di compensare quella propria del trasduttore.

Il materiale più usato per i trasduttori magnetostrittivi (dopo i primi tentativi con fili di nickel) è la ferrite; un tipo adatto all'uso è quella al ferro-nickel, alla quale l'aggiunta di una piccola percentuale di cobalto fornisce un miglioramento nella stabilità.

La ferrite del trasduttore viene fatta vibrare in genere longitudinalmente, ma anche a torsione (effetto Wiedemann) e spesso, con la sua risonanza, costituisce uno dei circuiti risonanti del filtro.

Il trasduttore magnetostrittivo richiede, per il suo corretto funzionamento, una polarizzazione magnetica che viene ottenuta mediante un magnete permanente o, più raramente, sfruttando il magnetismo residuo.

Il vantaggio dei trasduttori magnetostrittivi a ferrite risiede nella semplicità con cui è possibile produrre materiali molto stabili, inoltre la compensazione della reattanza propria del trasduttore, che tende ad essere induttiva, può essere fatta semplicemente mediante un condensatore.

I materiali ceramici per trasduttori piezoelettrici maggiormente usati e di maggiore affidamento sono le ceramiche PZT (zirconati e titanati di piombo) che presentano una buona stabilità con la temperatura e soprattutto un elevato coefficiente di accoppiamento.

Le configurazioni più usate per i trasduttori ceramici sono quella detta « di Langevin », consistente in una piastrina ceramica inserita in una sbarretta metallica lavorante in senso logitudinale e tagliata in senso trasversale, e quella consistente in una piastrina incollata sulla faccia di un elemento metallico lavorante a flessione.

La reattanza propria del trasduttore è in genere capacitiva e per la sua compensazione può essere usata una induttanza, che può far parte del trasformatore per l'adattamento di impedenza.

Il comportamento del filtro dipende ovviamente in modo essenziale da come è effettuato l'accoppiamento tra i diversi risonatori. La scelta del punto di ancoraggio degli elementi di accoppiamento, più o meno vicino ai massimi di oscillazione, permette ad esempio di effettuare adattamenti di impedenza. Strutture con tutti i risonatori collegati semplicemente in cascata dànno filtri senza picchi di attenuazione a frequenze finite e a fase minima, l'accoppiamento diretto di risonatori non contigui permette invece di ottenere picchi di attenuazione e filtri equalizzati in fase. Elementi di accoppiamento opportunamente disposti possono provocare anche l'eccitazione di più modi di vibrazione in un unico risonatore (filtri multi-modo).

La struttura filtrante è sostenuta in modo da avere il minimo smorzamento e la massima insensibilità alle perturbazioni esterne; ad esempio con fili o perni che agiscono sui punti nodali dei vibratori.

3.2. Filtri in ferrite

Questi filtri usano singoli risonatori magnetostrittivi in ferrite, accoppiati in modo elettrico tra di loro. La struttura del filtro è quindi simile a quella di un filtro classico, tranne che per il fatto che i circuiti risonanti *LC* sono, almeno in parte, sostituiti da avvolgimenti su nuclei di ferrite con proprietà magnetostrittive (bibl. 5).

3.3. Filtri a cristallo piezoelettrico

I filtri meccanici funzionanti in base all'effetto piezoelettrico e costituiti da più cristalli di quarzo muniti di elettrodi e collegati elettricamente tra di loro sono ben noti e vengono usati da lungo tempo, anche su apparecchiature multiplex FDM. In questi ultimi tempi si è sviluppata una nuova tecnica dei filtri a quarzo che ha consentito sostanziali diminuzioni nell'ingombro e nel costo.

L'idea di base è stata quella di realizzare più risonatori su di un'unica piastrina di quarzo, partendo dall'osservazione che in un risonatore a quarzo l'energia di vibrazione è praticamente confinata solo nella zona sotto gli elettrodi e decade esponenzialmente al di fuori di essi.

I risonatori possono essere realizzati a distanza tale da non influenzarsi a vicenda e collegati elettricamente tra di loro, oppure, e questa è la soluzione più interessante, creati l'uno di seguito all'altro, a distanze controllate, in modo che l'accoppiamento tra uno e l'altro avvenga meccanicamente; in questo caso solo al primo e all'ultimo risonatore sono saldati fili di collegamento che rappresentano le porte di entrata e di uscita.

Procedendo in questa direzione sono stati messi a punto filtri costituiti dapprima da un insieme di piastrine di quarzo, ciascuna portante due risonatori accoppiati, collegate elettricamente (bibl. 6) e infine filtri recanti sino a 10 risonatori allineati su un'unica piastrina (bibl. 7, 8); i filtri di quest'ultimo tipo vengono detti « monolitici » e possono essere convenientemente realizzati per frequenze superiori ai 5 MHz.

In un filtro monolitico a quarzo la frequenza di risonanza di ciascun risonatore è determinata dalla estensione e dalla massa dei relativi elettrodi, mentre l'accoppiamento tra i vari risonatori è determinato dalla spaziatura esistente tra di essi.

Attualmente si stanno sperimentando nuovi materiali piezoelettrici cristallini, da impiegare al posto del quarzo come substrato nei filtri monolitici, quali il tantalato ed il niobato di litio.

Un tipo di filtro elettromeccanico a cristallo totalmente diverso è quello che, sfruttando l'effetto piezoelettrico, funziona mediante il lancio e la raccolta di onde di superficie su di un substrato di quarzo o di niobato di litio. Questi filtri « ad onda di superficie », che portano elettrodi dalla tipica struttura a pettine, pur essendo promettenti per diverse applicazioni non sono assolutamente adatti alla realizzazione di filtri di canale, a causa della insufficiente selettività e delle elevate frequenze di lavoro (decine di MHz).

3.4. Filtri piezoelettrici ceramici

I filtri ceramici hanno una struttura simile a quella dei filtri a cristallo, ma usano, quale materiale piezoelettrico risonante, materiali ceramici che, sottoposti nel processo di fabbricazione ad una polarizzazione di

diversi chilovolt al millimetro, acquistano proprietà piezoelettriche. I materiali usati sono i già citati PZT.

Grazie alle notevoli possibilità di modellazione dei corpi sinterizzati si riescono a sviluppare risonatori dalle forme più diverse e a sfruttare così, anche contemporaneamente, diversi modi di vibrazione.

I materiali ceramici presentano però come risonatori un coefficiente di qualità abbastanza basso, troppo basso per la realizzazione di filtri di canale; essi non vengono quindi impiegati nella normale tecnica telefonica FDM.

Notevole impiego trovano invece in altri campi, quale ad esempio quello del filtraggio a frequenza intermedia nei ricevitori radio (bibl. 9).

I filtri di questo tipo sono costituiti da una o più piastrine, portanti ciascuna una o due coppie di elettrodi, collegate elettricamente tra loro; oppure da un blocchetto di foggia opportuna su cui diverse coppie di elettrodi, tra loro connesse elettricamente, eccitano diversi modi di vibrazione.

4. Realizzazioni.

In figura 2 è mostrato il filtro di canale elettromeccanico montato dalla Siemens sulle apparecchiature FDM di ultima produzione; è adottata la premodulazione con portante unica a 48 kHz ed iniezione della segnalazione in alta frequenza (51,825 kHz) (bibl. 10, 11).

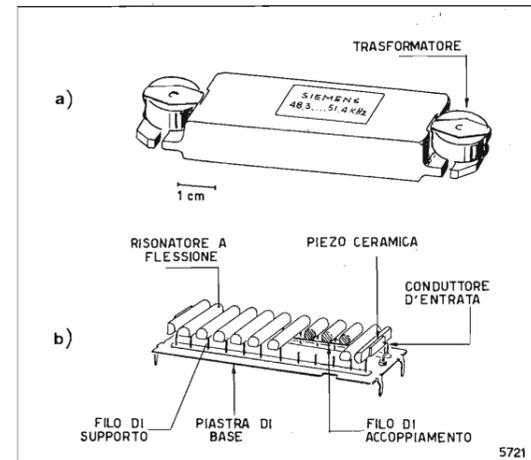



Fig. 2. — Filtro di canale elettromeccanico di produzione Siemens: *a)* filtro completo; *b)* struttura interna.

Il filtro elettromeccanico della Siemens utilizza dodici barrette di acciaio (Thermelast 5409), lunghe circa 17 mm, che risuonano a flessione e sono sostenute nei punti nodali da due colonnine. I risonatori sono accoppiati tra di loro per mezzo di un filo che lavora in senso longitudinale e che agisce sulle barrette nei punti di massima ampiezza dell'oscillazione. La distanza tra due risonatori successivi è dell'ordine di $\lambda/20$ ed il diametro del filo di accoppiamento è circa 0,5 mm. I trasduttori, del tipo piezoelettrico, sono costituiti da due sottili lamine ceramiche fissate sui due risonatori esterni, la compensazione della reattanza capacitiva dei trasduttori e l'adattamento d'impedenza al circuito modulatore sono ottenute per mezzo di due trasformatori.

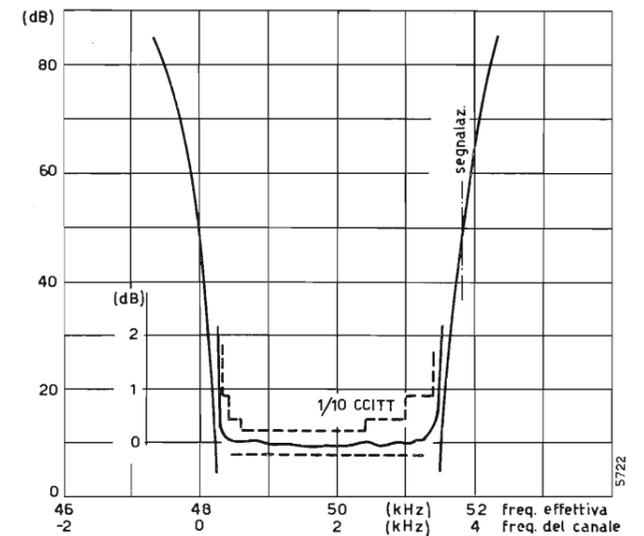



Fig. 3. — Caratteristica di attenuazione del filtro di canale elettromeccanico adottato dalla Siemens.

La figura 3 mostra la caratteristica di attenuazione del filtro [1]; essa è confrontata con una maschera pari a 1/10 di quella raccomandata dal CCITT per il collegamento completo. Alla frequenza di segnalazione si ha una attenuazione (oltre 40 dB) tale da permettere l'uso sul canale di un filtro passa-basso estremamente semplice.

Il filtro è largo circa 2 cm e lungo, compresi i trasformatori, circa 10 cm; dimensioni così piccole per frequenze intorno ai 50 kHz sono possibili solo con l'uso di risonatori che lavorano a flessione. I modem di canale che montano tali filtri hanno dimensioni molto ridotte e sino a 600 canali completi (Trasmiss. + + Ricez. + Segnalazioni) possono venire raggruppati in un solo telaio di dimensioni normali; è da notare che anche i filtri di segnalazione sono elettromeccanici.

La Siemens ha anche realizzato prototipi di struttura simile e con accoppiamenti supplementari diretti tra risonatori non contigui, aventi lo scopo di ottenere o lo spianamento del tempo di propagazione di gruppo, o picchi di attenuazione a frequenze finite, o, infine, adattamenti di impedenze. In particolare, un filtro con soli otto risonatori avente due accoppiamenti supplementari (uno elettrico tra entrata e uscita ed uno meccanico tra il 3° e il 6° risonatore) presenta una curva di attenuazione soddisfacente alle esigenze del canale (bibl. 12). Il tipo a 12 risonatori senza accoppiamenti è stato scelto come soluzione definitiva per ragioni di produzione in serie.

La Standard Elektrik Lorenz ha annunciato anch'essa l'uso di filtri elettromeccanici, di tecnica analoga, per la premodulazione a 48 kHz sui suoi più recenti multiplex (bibl. 13).

---

[1] Questa e le successive caratteristiche riportano valori di attenuazione riferiti a quello presentato a frequenza che, in banda base, corrisponde ad 800 Hz; il valore assoluto dell'attenuazione a tale frequenza è, ove disponibile, riportato nel testo.

Dove non diversamente specificato, le caratteristiche di attenuazione sono tratte da diagrammi esistenti nella letteratura; nella loro valutazione bisogna quindi tenere presente il non trascurabile errore che può nascere nella lettura dei diagrammi, quasi sempre di ridotte dimensioni.

In figura 4 sono mostrati tre filtri di canale elettromeccanici prodotti dalla Tesla (Cecoslovacchia) e facenti parte di una serie di 12 filtri per la formazione del gruppo base CCITT con modulazione diretta ed iniezione della segnalazione in bassa frequenza (bibl. 14). I filtri sono attualmente prodotti in decine di migliaia di unità all'anno ed equipaggiano multiplex della rete cecoslovacca e dell'Unione Sovietica.

Nella figura 5 è illustrata la costituzione schematica di questi filtri; i risonatori sono barrette di acciaio che vibrano in modo torsionale, il loro numero e la loro lunghezza (dai 15 ai 30 mm) variano per i

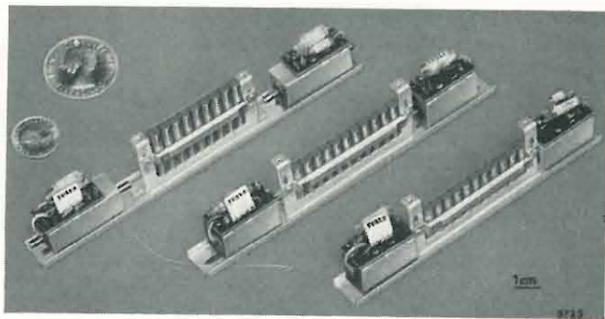



Fig. 4. — Filtri di produzione Tesla, per modulazione diretta, con risonatori a torsione.

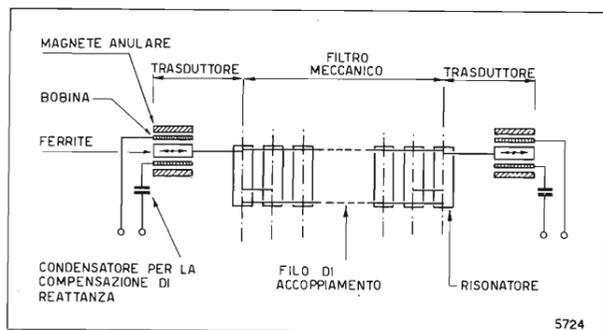



Fig. 5. — Costituzione schematica di un filtro con risonatori a torsione di produzione Tesla.

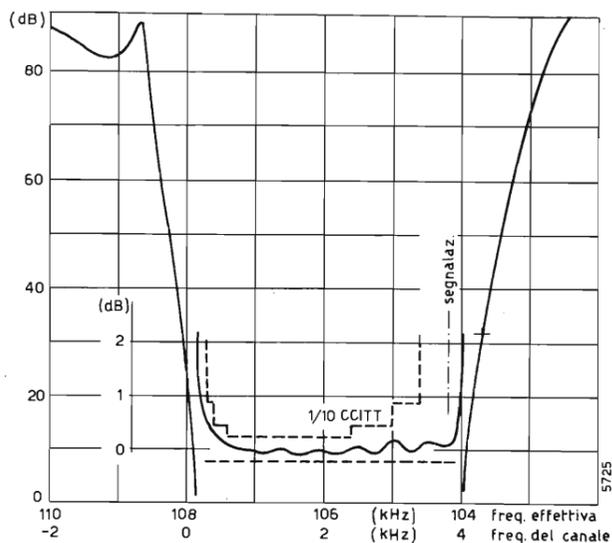



Fig. 6. — Caratteristica di attenuazione misurata su di un filtro di canale elettromeccanico di produzione Tesla (la scala della frequenza effettiva è decrescente perchè la modulazione è invertita).

diversi canali; in ogni filtro vi sono due diversi tipi di risonatori. I trasduttori sono del tipo magnetostrittivo e utilizzando l'oscillazione longitudinale di barrette di ferrite polarizzate da un magnete permanente anulare; fili di accoppiamento, la cui lunghezza è molto inferiore a $\lambda/4$, trasmettono la vibrazione tra i risonatori.

Per ottenere un'alta insensibilità agli urti ed una bassa microfonicità, l'insieme è montato su supporti di gomma ai siliconi; il tutto è poi incapsulato in atmosfera di freon. Le dimensioni trasversali sono di mm 37×16 e la lunghezza è di $141 \div 173$ mm (a seconda del canale). Le resistenze di chiusura sono di 150 ohm; un condensatore incorporato nel filtro compensa la reattanza induttiva del trasduttore.

La figura 6 mostra la caratteristica di attenuazione misurata su un esemplare per la formazione del canale alto del gruppo (portante a 108 kHz); l'attenuazione a 108-0,8 kHz è di 11 dB.

La Tesla produce anche filtri, con caratteristiche simili, su specifica del cliente.

Nella figura 7 è rappresentato in sezione un filtro prodotto dalla RFT (Repubblica Democratica Tedesca) per premodulazione a 200 kHz. Il filtro è prodotto in due versioni: per iniezione della segnalazione in alta frequenza o per quelle in bassa frequenza; esso fa parte di una gamma abbastanza vasta di filtri elettromeccanici per applicazioni diverse messi in vendita dalla RFT. Il filtro è composto da 10 risonatori cilindrici a torsione, da due trasduttori magnetostrittivi e da fili di accoppiamento longitudinali. La compensazione della reattanza dei trasduttori è ottenuta con due condensatori, che sono forniti dal costruttore insieme con il filtro e vengono posti in parallelo all'entrata ed all'uscita.

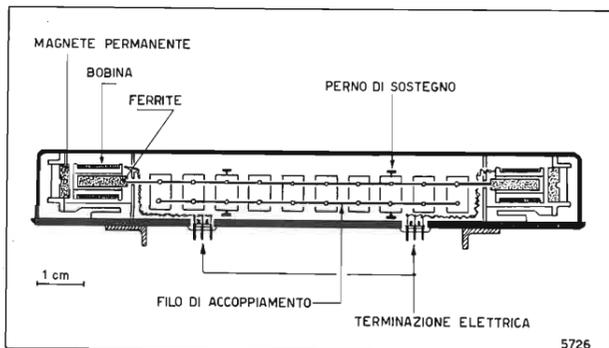



Fig. 7. — Filtro con risonatori a torsione, di produzione RFT.

Le figure 8 e 9 riportano l'attenuazione misurata su un esemplare di ciascun tipo. L'attenuazione a 200 + 0,8 kHz, di inserzione tra le chiusure nominali di 1200 ohm e di 2500 ohm, è di 0,5 dB. Si noti la presenza di quattro picchi di attenuazione, due sopra e due sotto la banda passante, ottenuti presumibilmente mediante accoppiamenti tra risonatori non contigui (e che non figurano nella rappresentazione schematica di fig. 7). Le dimensioni sono di circa $15 \times 18 \times 115$ mm.

La figura 10 riporta un filtro di canale elettromeccanico sviluppato dalla Telefunken per premodulazione a 200 kHz e iniezione della segnalazione in alta frequenza (è stato realizzato in forma analoga anche il filtro di segnalazione) (bibl. 15). Il filtro è com-

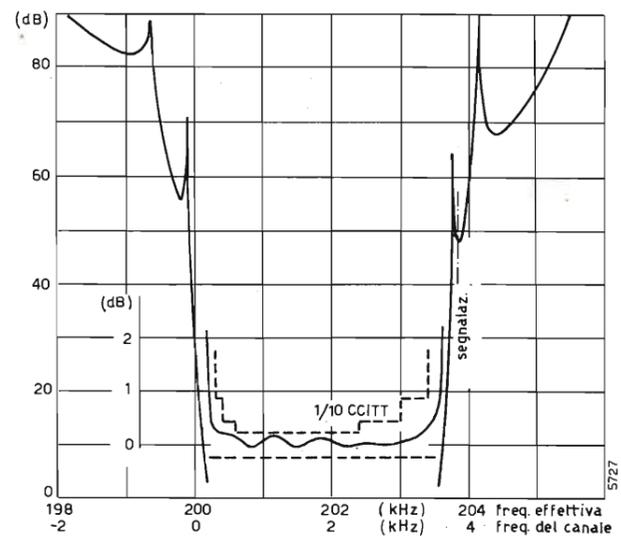



Fig. 8. — Caratteristica di attenuazione misurata su di un filtro di canale elettromeccanico per iniezione della segnalazione in alta frequenza, di produzione RFT.

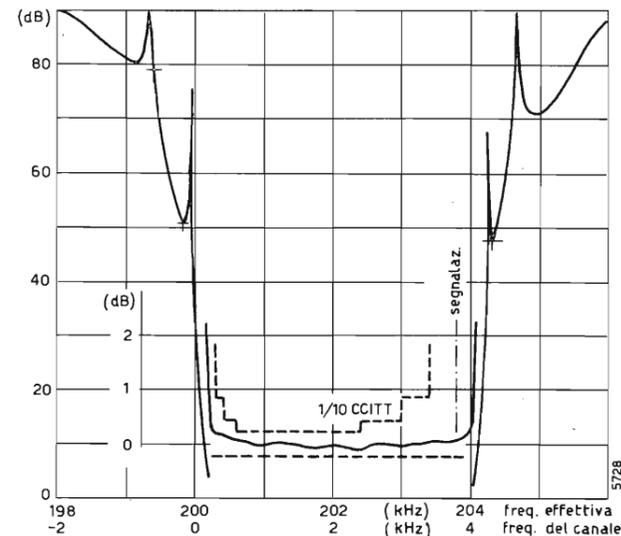



Fig. 9. — Caratteristica di attenuazione misurata su di un filtro di canale elettromeccanico per iniezione della segnalazione in bassa frequenza, di produzione RFT.

Fig. 10. — Filtro elettromeccanico di canale con risonatori a torsione, di progetto Telefunken.

posto da 6 risonatori cilindrici a torsione, lunghi 7 mm e con il diametro di 4 mm; accoppiati con fili aventi un diametro dell'ordine di 100 μm; gli accoppiamenti sulla parte superiore di risonatori non contigui realizzano poli di attenuazione a frequenze finite. I risonatori, realizzati in Thermelast 5429, sono sostenuti da fili attaccati nei nodi di oscillazione e saldati ad un pettine metallico fissato a sua volta sulla base del filtro. La lunghezza dei fili di accoppiamento tra risonatori contigui è pari a $\lambda/4$ (6,3 mm), questa scelta ha il vantaggio di comportare una minima influenza delle tolleranze di lunghezza sul comportamento del filtro. I trasduttori sono del tipo piezoelettrico, composti da piezoceramica e metallo; essi lavorano in risonanza e non richiedono elementi esterni per la compensazione della reattanza propria. Le dimensioni totali del filtro sono di circa $10 \times 15 \times 80$ mm.

Può essere interessante una breve descrizione del processo di fabbricazione così come indicata dalla Telefunken. Esso parte da sbarrette di metallo da cui vengono ottenuti i risonatori e parte dei trasduttori; gli elementi subiscono quindi, in una macchina automatica, una molatura con la quale viene messa a punto la frequenza di risonanza con la precisione di $\pm 2\ 10^{-5}$ per i risonatori e $\pm 2\ 10^{-4}$ per i trasduttori. Vi è una sola frequenza di risonanza per i risonatori ed un'altra frequenza per i trasduttori. Le varie parti vengono poi accuratamente allineate e saldate a punti. Il processo di saldatura influenza molto poco la risonanza dei cilindri e perciò il filtro non richiede ulteriori tarature e può essere montato nel contenitore e provato.

La figura 11 illustra la costituzione schematica dei filtri prodotti dalla Collins (U.S.A.) per l'uso su multiplex a divisione di frequenza con modulazione diretta e segnalazione in banda; essi fanno parte della vasta produzione di filtri elettromeccanici della Collins.

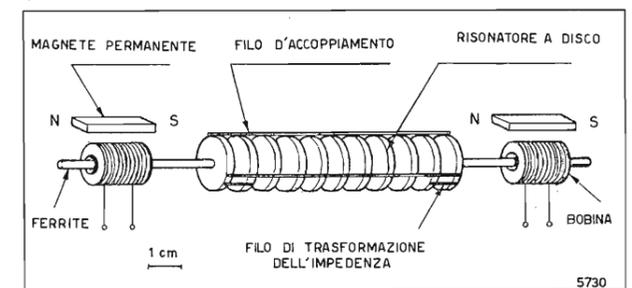



Fig. 11. — Costituzione schematica di un filtro con risonatori flessionali a disco, prodotto dalla Collins.

Sono usati risonatori costituiti da dischi vibranti a flessione, fili di accoppiamento e trasduttori magnetostrittivi a ferrite. La compensazione della reattanza del trasduttore è fatta con condensatori posti in parallelo od in serie all'entrata ed all'uscita; le dimensioni sono di 25 mm per il diametro e di 150 mm per la lunghezza.

La figura 12 riporta la caratteristica di attenuazione misurata su un filtro per la modulazione con portante a 64 kHz. L'attenuazione di inserzione tra 1200 ohm e 1200 ohm a 64-0,8 kHz è di 3 dB.

Nella figura 13 è rappresentato il filtro monolitico a quarzo sviluppato dai laboratori Bell e montato dalla Western Electric sui multiplex di nuova produzione (A-6) (bibl. 16); in essi viene usata una premodulazione a circa 8 MHz, con 12 frequenze diverse e

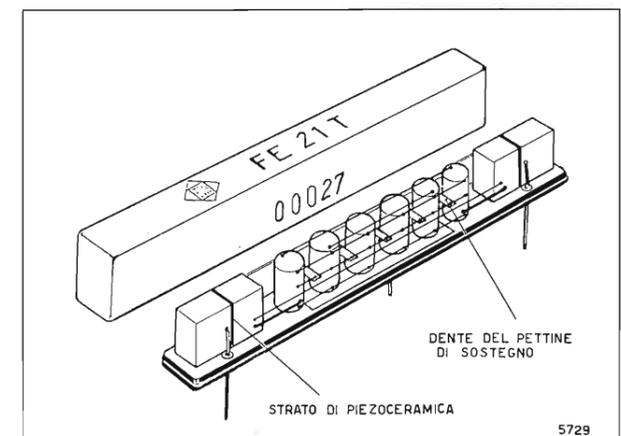
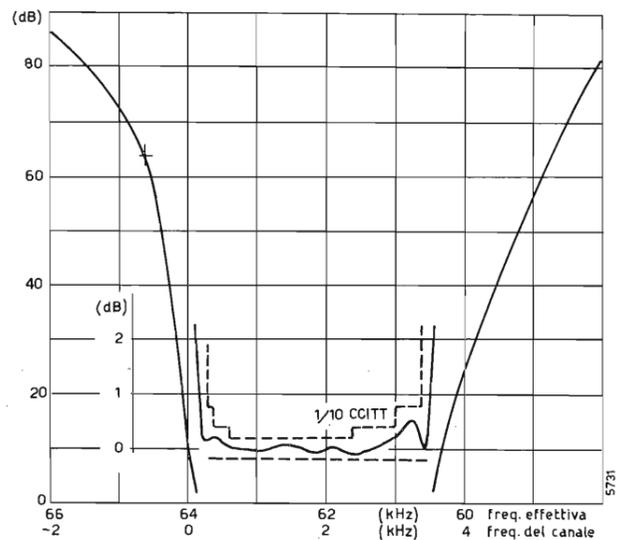



Fig. 12. — Caratteristica di attenuazione misurata su di un filtro di canale elettromeccanico prodotto dalla Collins (modulazione invertita).

Fig. 13. — Parti componenti il filtro di canale a quarzo Bell (non sono rappresentati i collegamenti elettrici, la piastra ceramica di supporto ed il contenitore).

spaziate di 4 kHz; la segnalazione è in banda. Benché questo filtro venga generalmente indicato come monolitico, e sia stato inizialmente progettato in questa forma, cioè su di un'unica piastrina di quarzo, il dispositivo attualmente in produzione è composto da due piastrine, ciascuna con quattro risonatori, accoppiate con un condensatore a mica. Il filtro montato nel contenitore ha dimensioni di circa 45 × 25 × × 10 mm, e la sua caratteristica di attenuazione media è riportata in figura 14.

Il processo di fabbricazione e taratura è completamente automatico e controllato da calcolatore, il che permette tra l'altro di produrre 12 tipi di filtri diversi senza eccessive complicazioni (bibl. 17).

La piastrina di quarzo viene tagliata nelle dimensioni volute e lavorata otticamente, quindi viene effettuata la deposizione per evaporazione degli elettrodi degli otto risonatori, costituiti da sottili strati (6000 Å) di una lega di oro (Ti - Pd - Au), la piastrina viene poi tagliata in due e montata su un supporto cera-

Fig. 14. — Caratteristica di attenuazione del filtro di canale monolitico a quarzo sviluppato dalla Bell.

mico; a questo punto viene effettuato un primo aggiustamento in frequenza mediante una deposizione aggiuntiva di oro su ciascun risonatore. Le connessioni che da ciascun risonatore vengono portate sul bordo della piastrina servono per poterne controllare la frequenza di risonanza in questa fase.

I passi successivi sono la messa a punto degli accoppiamenti tra i risonatori, ottenuta asportando mediante un raggio laser piccole porzioni di un deposito filiforme precedentemente effettuato nella zona tra i vari elettrodi, e quindi un nuovo aggiustamento in frequenza.

Il filtro viene quindi fissato sulla base del contenitore, viene montato il condensatore di collegamento tra le due piastrine e viene portata a termine, mediante evaporazione d'oro, l'ultima operazione di taratura, consistente nel portare esattamente a 3 dB la perdita (relativa al centro banda) ad una frequenza di 200 Hz al di sopra della portante.

Il processo di fabbricazione si conclude con la chiusura ermetica del contenitore e con un controllo finale.

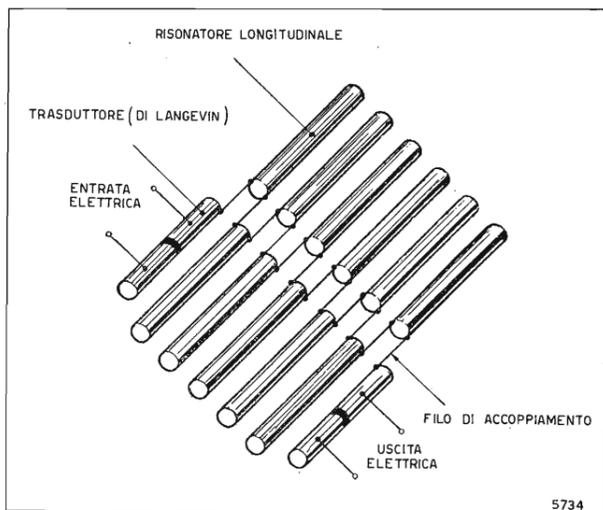



Fig. 15. — Costituzione schematica del filtro di canale con risonatori longitudinali di produzione Kokusai Electric.

Nella figura 15 è rappresentato un filtro di canale, previsto per l'iniezione della segnalazione in bassa frequenza, messo in commercio dalla Kokusai Electric (Tokyo); il filtro usa 11 risonatori longitudinali e due trasduttori di Langevin. Nello stesso involucro sono racchiusi il filtro di trasmissione e quello di ricezione.

È interessante notare che in Giappone, nonostante una notevole esperienza nel campo dei filtri meccanici, sulle apparecchiature FDM predominano ancora i filtri di canale *LC*, che sono montati anche sulle apparecchiature di più recente produzione. Ciò è almeno in parte dovuto al progresso (ed ai connessi interessi economici) raggiunto in Giappone nel campo dei nuclei per bobine in ferrite. A titolo di confronto con le realizzazioni meccaniche presentate, la figura 16 riporta la caratteristica di attenuazione di un filtro *LC*, per modulazione a pregruppo, di recente realizzazione; esso usa bobine e condensatori in miniatura, le sue dimensioni totali sono di circa 80 mm × 40 mm × × 10 mm (bibl. 18).

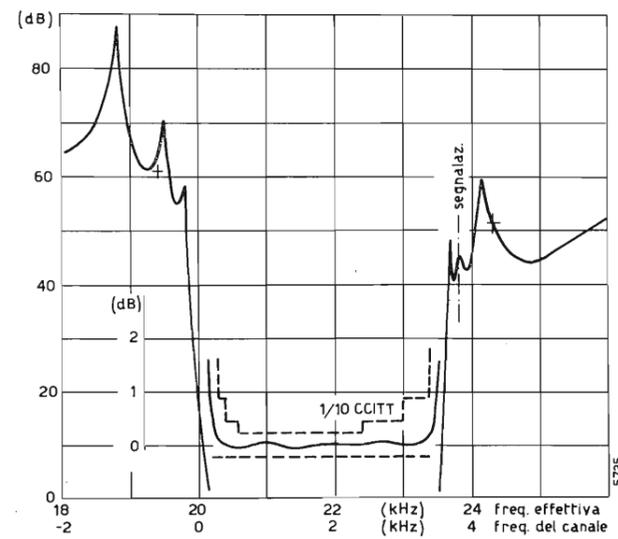



Fig. 16. — Caratteristica di attenuazione di un filtro di canale LC di tecnica avanzata.

Le realizzazioni sperimentali di filtri di canale elettromeccanici sono numerose; nella figura 17 e nella figura 18 sono riportate rispettivamente la struttura schematica e la curva di attenuazione di un filtro per premodulazione a 200 kHz con iniezione della segnalazione in bassa frequenza realizzato in Polonia. Gli otto risonatori, del diametro di 4,8 mm, sono torsionali ed i trasduttori magnetostrittivi (bibl. 19).

Nell'Unione Sovietica, dove da tempo sono usati nelle apparecchiature FDM filtri di canale per modulazione diretta con risonatori magnetostrittivi, sono stati realizzati recentemente prototipi di filtri di canale, sempre per modulazione diretta, che impiegano 10 risonatori torsionali « a manubrio » e trasduttori magnetostrittivi torsionali, come illustrato in figura 19 (bibl. 20). Questa realizzazione, che è simile a quella descritta nella bibliografia 21, permette di ottenere filtri di dimensioni abbastanza ridotte anche alle frequenze relativamente basse richieste con la modulazione diretta: una quindicina di centimetri di lunghezza e dimensioni laterali dell'ordine del centimetro; la lavorazione dei risonatori è però abbastanza complessa.

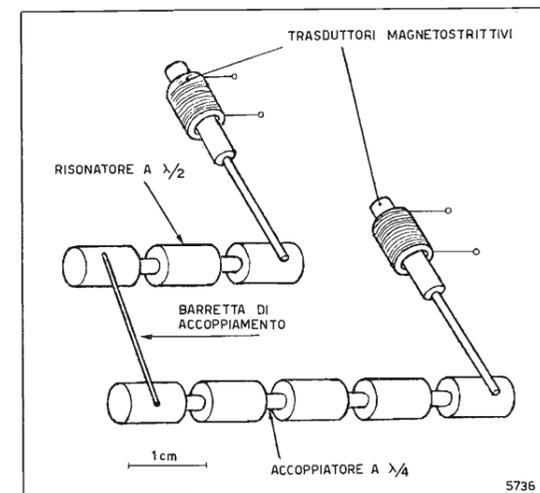



Fig. 17. — Costituzione di un prototipo di filtro di canale con risonatori a torsione (Polonia).

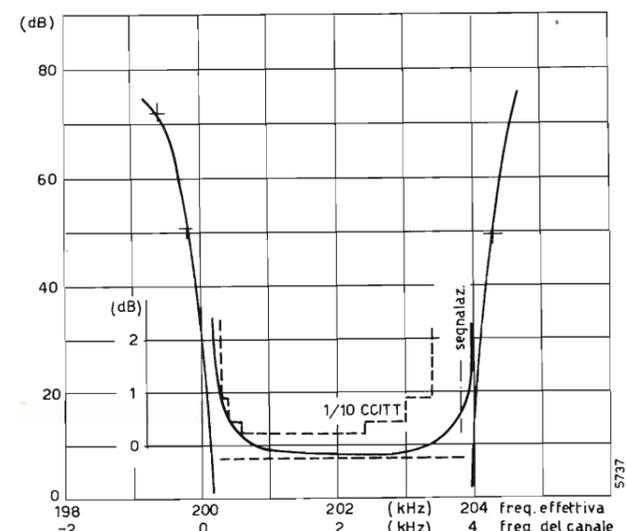



Fig. 18. — Curva di attenuazione di un prototipo di filtro di canale con risonatori a torsione (Polonia).

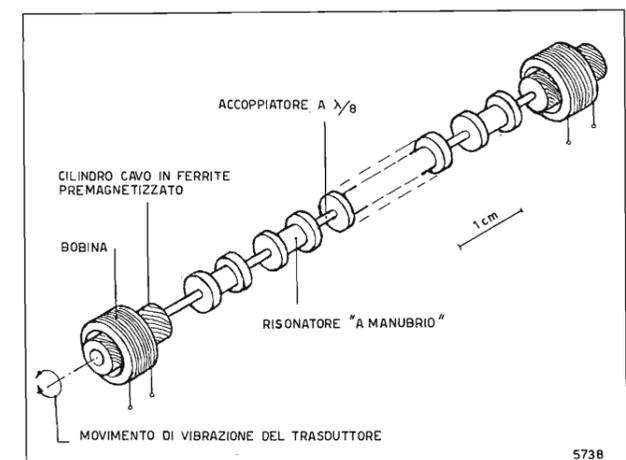



Fig. 19. — Prototipo di filtro elettromeccanico con risonatori torsionali « a manubrio » e trasduttori torsionali in ferrite (URSS).

Altre realizzazioni sperimentali sono state sviluppate in Francia, sotto la spinta del rinnovato interesse che presentano i filtri meccanici (bibl. 22). Una, del CNET (bibl. 23), consiste in un filtro con 13 risonatori longitudinali a $\lambda/2$, accoppiatori a $\lambda/4$ e trasduttori magnetostrittivi, come rappresentato in figura 20; il materiale usato è l'Elinvar e l'uso del filtro è previsto su un modem con premodulazione a 128 kHz e segnalazione in banda con iniezione in alta frequenza; la sua caratteristica di attenuazione è riportata nella figura 21; l'attenuazione a 128 + 0,8 kHz è di circa 1 dB.

Un altro prototipo è stato messo a punto dai laboratori della C.I.T. Alcatel (bibl. 24); esso usa, per la premodulazione a 232 kHz, 9 risonatori longitudinali a $\lambda/2$, accoppiatori a $\lambda/4$ e trasduttori di Langevin, tutti posti in linea, come rappresentato in figura 22; la struttura è in Thermelast 5405. Per la costruzione sono state provate due soluzioni: la lavorazione di un monoblocco e il montaggio di pezzi separati (risonatori ed accoppiatori); la seconda, con riunione delle varie parti mediante brasatura in forno ad alta frequenza, è stata riconosciuta come la più adatta alla produzione industriale. La caratteristica di attenuazione di un filtro costruito con quest'ultima tecnica è riportata in figura 23.

Fig. 20. — Filtro di canale elettromeccanico con risonatori longitudinali realizzati presso il CNET.

Fig. 21. — Caratteristica di attenuazione del filtro di canale elettromeccanico con risonatori longitudinali realizzati presso il CNET.

Fig. 22. — Struttura e parti componenti del filtro di canale elettromeccanico con risonatori longitudinali sviluppato presso i laboratori della C.I.T. Alcatel. I componenti sono in metallo Thermelast 5405.

Fig. 23. — Caratteristica di attenuazione del filtro di canale elettromeccanico con risonatori longitudinali sviluppato presso i laboratori della C.I.T. Alcatel.

Si ha notizia, infine, della realizzazione di filtri di canale in forma elettromeccanica anche da parte dei laboratori della Thomson.

5. Conclusioni.

L'interesse riaccesosi, nel campo dei filtri di canale per apparecchiature FDM, per i filtri elettromeccanici ha portato ad un notevole numero di realizzazioni sperimentali e alla produzione industriale, da parte di diverse ditte, di filtri di questo tipo, che sono quindi stati adottati per molte apparecchiature FDM di nuova produzione.

Con il filtro elettromeccanico si possono rispettare le severe (specie nelle normalizzazioni europee) caratteristiche richieste ed è possibile una fabbricazione alquanto automatizzata. Le dimensioni sono in alcuni casi molto ridotte.

Il notevole progresso tecnico nel campo delle ferriti e di stabili condensatori in miniatura rende pur tuttavia sempre valide le soluzioni classiche *LC* per i filtri, realizzabili con caratteristiche dimensionali e di attenuazione altrettanto buone, ma che richiedono tecniche di lavorazione difficilmente automatizzabili.

(1616)

BIBLIOGRAFIA

1. - JOHNSON, BÖRNER, KONNO: *Mechanical filters - A review of progress.* « IEEE Transactions on sonics and ultrasonics », SU-18, n. 3, luglio 1971, pagg. 155-170.
2. - SCHÜSSLER: *Filter mit mechanischen Resonatoren.* « Bull. ASE », vol. 60, n. 6, 15 marzo 1969, pagg. 216-222.
3. - ALBSMEIER: *Ein Vergleich der Realisierungsmöglichkeiten elektromechanischer Kanalfilter im Frequenzbereich 12 kHz bis 10 MHz.* « Frequenz », vol. 25, n. 3, marzo 1971, pagg. 74-79.
4. - BERTIN, DUVAL, TALMASKY: *Consideration sur la formation du groupe primaire de base.* « Cables & transmission », vol. 23, n. 3, luglio 1969, pagg. 306-321.
5. - VELIKIN, GEL'MONT, ZELYAKH, IVANOVA: *Magnetostrictive ladder filters.* « Telecommunications and Radio Engineering », vol. 23, n. 11, novembre 1969, pagg. 40-46.
6. - BIDART: *Méthodes modernes de conception d'un filtre à quartz.* « L'onde électrique », vol. 51, n. 4, aprile 1971, pagg. 311-319.
7. - BOWERS: *Ultrasonic in communications.* « Bell Laboratories Record », vol. 49, n. 5, maggio 1971, pagg. 139-145.
8. - SYKES, SMITH: *A monolithic crystal filter.* « Bell Laboratories Record », vol. 46, n. 2, febbraio 1968, pagg. 52-54.
9. - MOSCHYTZ: *Inductorless filters; a survey (I - Electromechanical filters).* « IEEE Spectrum », vol. 7, n. 8, agosto 1970, pagg. 30-36.
10. - EY, HORNUNG, VOLEJNIK: *Channel modem features electromechanical filters.* « Siemens Review », vol. XXXIX, n. 7, luglio 1972, pagg. 293-298.
11. - KUNEMUND: *Channel filters with longitudinally coupled flexural mode resonators.* « Siemens Forsch. und Entwickl Berichte », vol. 1, n. 4, 1972, pagg. 325-328.
12. - GUNTHER: *Bemerkunger zum Entwurf breitbandiger mechanischer Filter.* « NTZ », vol. 25, n. 8, agosto 1972, pagg. 345-351.
13. - HAAS: *Channeling equipment technology using electromechanical filters.* « Electrical Communication », vol. 48, n. 1-2, 1973, pag. 16-20.
14. - SOBOTKA: *Die Benutzung von Digitalrechnern beim Entwurf elektromechanischer Filter fur die Grosserienfertigung.* « Frequenz », vol. 26, n. 6, giugno 1972, pagg. 177-182.
15. - BÖRNER, KOHLBACHER, KOHLHAMMER, SCHÜSSLER: *Contributions towards theory and technology of filters with mechanical resonators.* « Proceedings of the SSCT - 71, short contributions, vol. 2 ». Talè Czechoslovakia, settembre 1971, pagg. 25-68.
16. - *Monolithic crystal in production after 5 years.* « Electronics », vol. 45, n. 2, 17 gennaio 1972, pagg. 29-30.
17. - LLOYD: *Monolithic crystal filters for frequency division multiplex.* « Proceedings of the 25th annual symposium on frequency control ». Fort Monmouth, New Jersey, aprile 1971, pagg. 280-286.
18. - FUJIMOTO, SASAKI, YOSHIHARA, KUROCHI, MIURA, TSUCHIYA, KINIGASA: *Development of new channel translating equipment.* « NEC Research & Development », n. 15, ottobre 1969, pagg. 81-101.
19. - WASIAK: *Kanalowy filter elektromechaniczny dla systemu teletransmisyjnego ze wstepna modulacja kanalowa.* « Prace ITR », vol. 54, n. 1, 1971, pagg. 5-25.
20. - KOGAN, STEPANOV: *Network theory and electromechanical channel filters.* « Telecommunications and Radio Engineering », vol. 25-26, n. 11, novembre 1971, pagg. 44-50.
21. - RUSSEN: *Electromechanical filters for 50 to 500 kilohertz.* « Electrical communication », vol. 39, n. 3, 1964, pagg. 423-434.
22. - GLOWINSKI: *Microacoustique et télécommunications.* « L'onde électrique », vol. 52, n. 2, febbraio 1972, pagg. 54-67.
23. - BOSC, COLLOMBAT, LOYEZ: *Application de nouvelles technologies de filtrage a un système a 12 voies.* « Cables & Transmission », vol. 27, n. 1 gennaio 1973, pagg. 103-125.
24. - ECOTIERE: *Filtres a résonateurs mécaniques, problèmes soulevés par leur étude et leur réalisation.* « Cables & Transmission », vol. 27, n. 1, gennaio 1973, pagg. 126-136.

NOTIZIARIO

CALCOLATORE SCIENTIFICO TASCABILE PERFEZIONATO

— La integrazione a larga scala di circuiti MOS consente una straordinaria riduzione di spazio e di peso per cui anche circuiti notevolmente complessi ed iterati, quali quelli di un calcolatore, possono assumere dimensioni tascabili. In questi ultimi tempi sta diffondendosi l'uso di piccoli calcolatori che possono sostituire, con notevoli vantaggi in precisione e rapidità, il normale regolo calcolatore. Uno di questi è stato brevemente illustrato nel Notiziario del numero 4 di questa rivista. I più semplici di tali calcolatori, oltre alle quattro operazioni, consentono di effettuare alcuni altri calcoli ($1/x$, x^2, $\sqrt{x}$...).

La Hewlett-Packard introdusse sul mercato per prima (gennaio 1972) il calcolatore HP-35 che, pur essendo di dimensioni e peso molto ridotti consentiva con i suoi 35 tasti un più elevato numero di operazioni, come quelle logaritmiche e trigonometriche.

Recentemente tale calcolatore, senza aumentarne le dimensioni rispetto al tipo precedente, è stato considerevolmente perfezionato. Il nuovo modello, denominato HP-45, è illustrato in figura 1. In esso sono molto più numerosi i calcoli che possono essere eseguiti direttamente, cioè senza operazioni intermedie. Ciò è stato ottenuto con lo stesso numero di tasti (35 oltre all'interruttore); infatti ben 24 di essi hanno due funzioni; la seconda, scritta in giallo sul pannello, si ottiene premendo il tasto giallo (in alto a destra). Le funzioni suddette sono quelle elencate nella tabella riportata in figura 2.

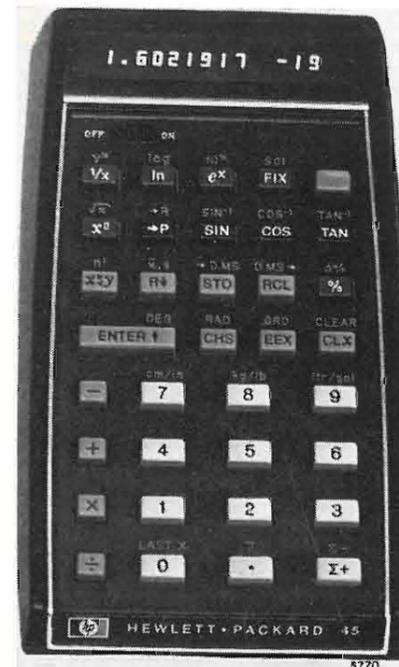



Fig. 1

A COSA SERVONO I TASTI
Le seguenti funzioni sono risolvibili o direttamente o facendo precedere il tasto giallo al tasto principale.

Tasti		Funzione
[ ]		Tasto giallo
y^x	$1/x$	Reciproco del contenuto nel registro X Elevazione di un numero positivo a potenza (intera o decimale)
log	ln	Logaritmo in base e Logaritmo in base 10
10^x	e^x	Antilogaritmo naturale; e elevato a x Antilogaritmo decimale; 10 elevato a x
SCI	FIX	Scelta del numero di cifre decimali Rappresentazione numerica in notazione scientifica
$\sqrt{x}$	x^2	Quadrato del numero in X Radice quadrata di x
→R	→P	Conversione da coordinate cartesiane a polari Conversione da coordinate polari a cartesiane
SIN^{-1}	SIN	Calcolo del Seno Calcolo dell'Arco seno
COS^{-1}	COS	Calcolo del Coseno Calcolo dell'Arco coseno
TAN^{-1}	TAN	Calcolo della Tangente Calcolo dell'Arco tangente
n!	$x \rightleftarrows y$	Scambio dei dati tra i registri X e Y Calcolo di n!
$\bar{x}, s$	R↓	Rotazione del contenuto della catasta operativa Calcolo del numero dei dati, media, scarto quadratico medio e somma dei quadrati
→DMS	STO	Memorizzazione del contenuto di X in un determinato registro (1-9) Conversione da angoli decimali in gradi-primi-secondi Visualizzazione del contenuto di X
DMS→	RCL	Visualizzazione in X di un determinato registro di memoria (1-9) Conversione di gradi-primi-secondi in decimali
Δ %	%	x percento di y Differenza percentuale tra X e Y
DEG	Enter ↑	Introduzione di un numero nella catasta operativa Selezione gradi sessagesimali
RAD	CHS	Cambio di segno. Selezione radianti.
GRD	EEX	Introduzione dell'esponente di 10. Selezione gradi centesimali
CLEAR	CLx	Cancellazione del registro X. Cancellazione della catasta
cm/in		Conversione centimetri/pollici
kg/lb		Conversione chilogrammi/libbre
ltr/gal		Conversione litri/galloni USA
LAST x		Viene richiamato il dato precedente introdotto in X
π		Pi greco
Σ-	Σ+	Sommatoria + O –

5771

Fir. 2

L'HP-45 ha ben nove registri indirizzabili di memoria e svariati fattori di conversione e costanti programmate per cui può convertire coordinate cartesiane in polari e viceversa – pollici in metri e viceversa – tre tipi di unità angolari (gradi centesimali, sessagesimali, radianti). Come il precedente ha quattro registri operativi che trattengono risultati intermedi per poi restituirli automaticamente quando occorrono nel calcolo. Il tasto LAST X (giallo) consente di richiamare il dato introdotto in X e, se necessario, di correggerlo, senza dover rifare tutto il calcolo. Tale tasto si può anche usare in operazioni multiple. La visualizzazione sull'indicatore numerico a diodi luminescenti (LED) può essere a virgola mobile con prefissato numero di cifre decimali o in notazione esponenziale (SCI FIX).

Il calcolatore è alimentato da una batteria al nichel-cadmio (assorbimento 0,5 W) che consente un funzionamento continuativo di 5 ore. La batteria è ricaricabile mediante un caricatore da allacciare alla rete (115 o 230 V - 50 ÷ ÷ 60 Hz - 5 W) fornito di serie (peso 142 grammi). Il calcolatore può essere usato anche durante la carica. Le dimensioni dell'apparecchio sono cm 14,7 × × cm 8,1 × cm 1,8 ÷ 3,3; il suo peso è di 255 grammi.

La Hewlett-Packard ha contemporaneamente messo in commercio un calcolatore da tavolo con le stesse caratteristiche ma dotato in più di una stampante che scrive i risultati parziali o totali sui normali rotoli di carta per macchine addizionatrici e che stampa anche i simboli. Questo apparecchio, denominato HP-46, è alimentato dalla rete (115 o 230 V, 50 ÷ 60 Hz), misura cm 27,6 × cm 39,3 × cm 14 e pesa 5,9 chilogrammi.

(1629)

LE CONNESSIONI MECCANICHE AD ALTA RESISTENZA

— Si potrebbe dire, « C'era una volta il chiodo... ». E finquando non si riuscì a trovare qualcosa di differente quel chiodo costava davvero tanto. Era una spesa di materiale e di lavoro non indifferente. Quando poi si trattava di metalli questo sistema di lavorazione aveva un prezzo ancora più alto. Ne sentivano soprattutto il peso le industrie areonautiche e quelle navali in cui il « chiodo » diveniva oggetto essenziale che doveva essere ribattuto, unto, conficcato con mille attenzioni.

Da tempo il problema della connessione tra materiali, sia della stessa natura, sia di qualità diversa, è stato risolto grazie agli Adesivi Strutturali della 3M Italia. Applicati all'inizio dall'industria areonautica sono oggi divenuti un utile mezzo per risolvere problemi di ogni tipo.

Chiamati « Scotch-Weld » gli adesivi strutturali ad alta resistenza, con i nuovi prodotti venutisi ad aggiungere nel 1973 — permettono alle industrie di ogni tipo di migliorare il prodotto, diminuendo progressivamente e in modo notevole i costi.

Quali sono i settori di applicazione? Molti. Per citarne alcuni gli adesivi strutturali 3M vengono utilizzati nell'automobile (per fissare ad esempio i vetri del deflettore al perno) per giungere fino al settore edilizio. Qui sono usati per montare infissi metallici per finestre e pannelli. Nello sport servono per realizzare mazze da golf, mirini telescopici e sci metallici. Nell'elettronica, altoparlanti, alberi e ingranaggi di distribuzione, vari tipi di relè e dispositivi di controllo, avvolgimenti di sincrotroni e armadietti contenitori, fanno uso di questi nuovi mezzi di giunzione.

L'ampia gamma presentata dalla 3M quest'anno comprende, sintetizzando, adesivi in film e adesivi liquidi. Ciascuno comprende a sua volta un ampio arco di differenti ritrovati che offrono la sicurezza di unione per tutti i materiali oggi esistenti.

Avendo iniziato come utile aiuto nella giunzione de pezzi areonautici (le pale degli elicotteri vengono ancora fissate così) gli adesivi strutturali sono oggi in corso di sperimentazione presso alcune industrie automobilistiche per il montaggio di serbatoi di benzina, fari, rivestimenti per freni, coppe per mozzi ed anche rimorchi di automezzi pesanti.

(1620)

TUBI " MONITOR " A DEFLESSIONE ELETTROSTATICA — La Divisione Tubi Elettronici della Thomson-CSF ha recentemente sviluppato due modelli di tubi a raggi catodici « monitor », a focalizzazione e deflessione elettrostatiche, con schermi da 8 a 12 pollici di diagonale. L'impiego di una griglia semisferica di post-accelerazione, in grado di agire anche da magnificatore di deflessione, ha consentito di superare le due maggiori difficoltà proprie dei tubi completamente elettrostatici:

- possibilità di ottenere una traccia sufficientemente brillante, anche con intensità di fascio relativamente modeste;
- realizzazione di un sistema di deflessione a grande angolo di deviazione, con basse distorsioni.

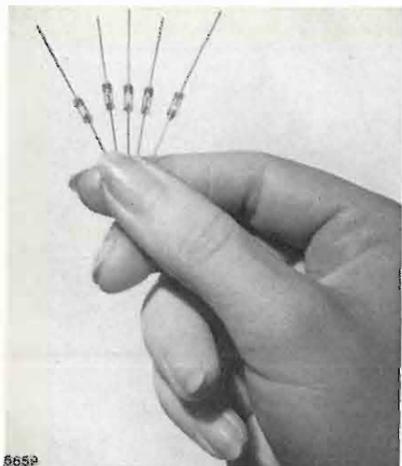
Con la soluzione adottata, una tensione di soli 100-200 V pp applicata alle placchette di deflessione (la capacità di queste è di pochi picofarad), è sufficiente per deviare completamente il fascio. Ciò agevola notevolmente il progetto ove si tratti di realizzare apparecchiature di bassa potenza e basso costo, essendo in gioco potenze reattive fino a 100 volte più piccole di quelle normalmente impiegate nei sistemi a deflessione elettromagnetica.

Tali caratteristiche collocano i nuovi tubi nell'ambito dei TRC professionali ad elevate prestazioni.

I modelli per impieghi civili sono il TH 8100 (8") e TH 8000 (12") rispettivamente. Nel modello OEE 1333 lo schermo è munito di un reticolo interno che ne rende possibile l'impiego in oscilloscopia; a richiesta il reticolo può essere inciso anche sugli altri modelli.

(1597)

DIODI AL SILICIO A BASSE PERDITE — La serie VSD-300 di diodi PIN della Varian Solid State East è progettata specialmente per applicazioni che richiedono piccole perdite d'inserzione ed elevato isolamento, come nei commutatori, sfasatori, limitatori attivi, attenuatori a comando di corrente, modulatori, ecc.

Tali diodi al silicio sono incapsulati in vetro come si vede in figura e sono disponibili per tensioni inverse massime rispettivamente di 50, 100, 200 e 500 volt; hanno elevata efficienza in un vasto campo di frequenze e grande stabilità; la vita media delle cariche minoritarie è compresa fra 5 e 350 nanosecondi; la capacità della giunzione è compresa fra 0,5 e 0,75 picofarad con una resistenza serie da 0,3 a 2 ohm; la temperatura di funzionamento è compresa fra — 65 e + 150° C.

Un'altra serie di diodi al silicio incapsulati in vetro, pure della Varian Solid State East, è quella in cui il diodo sottoposto a tensione inversa è usato come condensatore variabile (varactor). I nuovi varactor della Varian presentano corrente dispersa estremamente ridotta ($20 \cdot 10^{-9}$ A a 25° C e $500 \cdot 10^{-9}$ A a 150° C) da cui consegue elevato Q (1.000 ÷ 2.000 per diodi con tensione inversa massima di 45 V; 800 ÷ 1.500 per 60 V e 450 ÷ 500 per 120 V) ed inoltre grande stabilità di frequenza e di fase al variare della temperatura; il coefficiente di variazione della capacità al variare della temperatura è infatti ridotto a 200 ppm/°C.

I diodi consentono regolazioni della capacità (variando la tensione inversa) nel rapporto minimo di 3,5/1 fino ad un massimo di 10/1 e, a causa delle loro basse perdite si possono usare in tutte le bande di frequenza della banda C come regolatori automatici di frequenza, per l'accordo di filtri e cavità, ecc. Nelle serie con tensioni inverse massime di 40 e di 60 V le capacità a zero volt sono comprese fra 2 e 44 pF, per la serie di 120 V di tensione inversa massima la capacità a zero volt è compresa fra 5 e 36 pF.

(1601)

DAL CALCOLATORE ALLA " COMPUTER UTILITY " — La Honeywell Information Systems Italia ha presentato il nuovo sistema elettronico per l'elaborazione dei dati MULTICS (Multiplexed Information and Computing Service) basato su elaboratori della serie Honeywell 6000 (e in particolare sul modello 6080).

Frutto di una collaborazione iniziata sette anni fa con l'MIT (Massachusetts Institute of Technology) il MULTICS è già in funzione in quattro sedi di cui tre in America.

La Honeywell Information Systems ha ora deciso di commercializzare il nuovo sistema — che esperti americani hanno definito il più avanzato sistema di elaborazione dati oggi offerto da una casa costruttrice — come sistema « multiutente » destinato a servire attraverso terminali i bisogni di « comunità di utenti » anche vaste e che presentino esigenze anche molto diversificate (caso tipico: le Università).

Il MULTICS è il primo sistema che possa definirsi integralmente orientato all'« utente generico ». Così come oggi l'utente dell'energia elettrica non ha nessun bisogno di sapere come funzioni una centrale elettrica né, al limite, di possedere alcuna nozione di elettrotecnica così il MULTICS — nel fornirgli la prestazione che egli chiede, di qualunque portata essa sia — toglie all'utente di elaborazione dati qualsiasi pensiero, preoccupazione o limite riguardo sia alle risorse e all'uso del sistema che alla gestione dei dati e dei programmi.

I criteri di progettazione integralmente realizzati nel MULTICS sono:

- accesso via terminale come normale modo di impiego del sistema;
- continuità di funzionamento del sistema che deve fornire un servizio ininterrotto così come è per l'elettricità e il telefono;
- possibilità di espansione o contrazione del sistema in funzione del numero di utenti senza che ciò venga avvertito da alcuno;
- sicurezza di memorizzazione, così completa che l'utente possa affidare al sistema l'unica sua copia di dati e programmi;
- controllo selettivo degli accessi tale da permettere lo scambio fra utenti di dati e programmi ma senza alcuna possibilità di accesso non autorizzato alle informazioni di altri;
- possibilità di soddisfare contemporaneamente esigenze di elaborazione dati le più diverse sia dal punto di vista quantitativo che qualitativo senza pregiudizio per alcuno degli utenti;
- flessibilità del sistema, in cui qualsiasi futuro miglioramento o innovazione potrà essere introdotta senza interruzione del servizio.

È interessante notare che tali criteri erano stati fissati fin dal 1965 in una serie di memorie presentate alla Fall Joint Computer Conference di quell'anno.

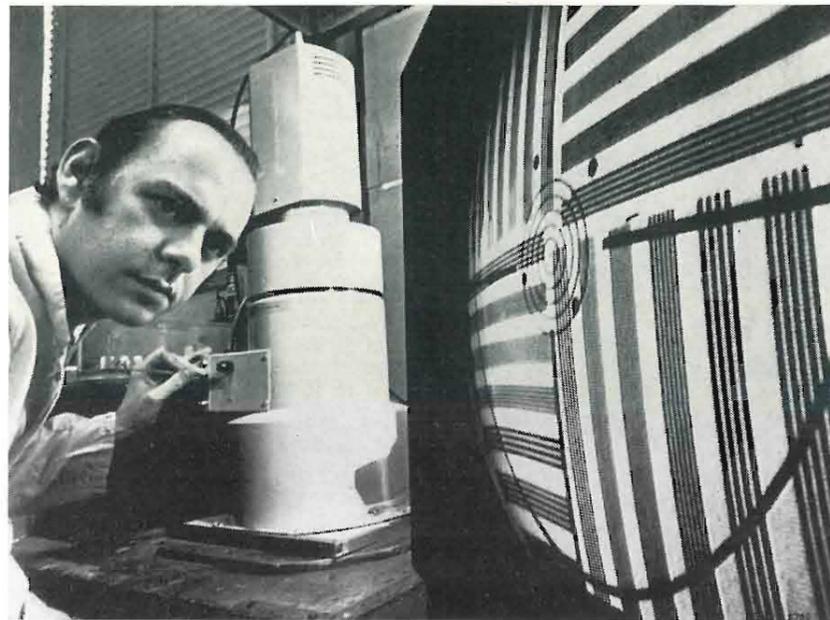
Non meno importante è il concetto di sicurezza. Quello della « riservatezza » è un problema di vitale importanza in un sistema destinato a permettere l'interazione fra utenti attraverso il calcolatore e cioè l'uso reciproco di programmi e di dati. Il problema è stato risolto attraverso una tecnica di protezione ad anelli di tale efficacia da far giudicare il MULTICS — dalla Commissione del Senato americano che si occupa della « privacy » — il sistema che meglio garantisce oggi da ogni intrusione non voluta nelle informazioni in esso contenute.

Il sistema può comprendere da una a 10 unità centrali, collegare fino a 1000 terminali contemporaneamente e disporre di memorie di massa (dischi e bulk-store) per una capacità on line fino a 6 miliardi di byte.

Nella fotografia riprodotta un'immagine che simboleggia gli « anelli di protezione » del MULTICS evitando ogni indebita intrusione nelle informazioni altrui.

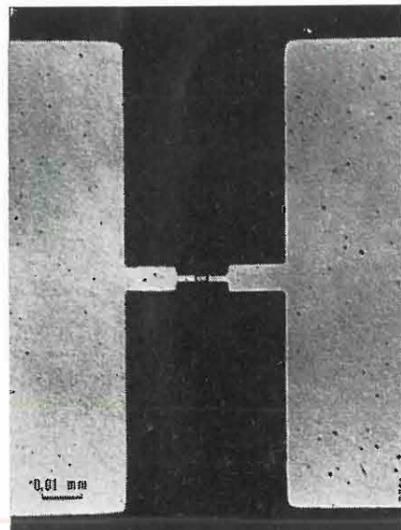
(1618)

RADIOGRAFIE ESAMINATE TELEVISIVAMENTE — Un radiologo sta provando una apparecchiatura prodotta dai Laboratori Machlett della Raytheon di Stamford (Conn.) che intensifica 6000 volte le immagini radiografiche a raggi X. Oltre a ridurre l'esposizione ai raggi X sia del paziente, sia dei tecnici e del radiologo, le immagini possono essere ingrandite per esaminare un dettaglio o registrate su nastri per lo studio successivo.

(1622)

OROLOGIO A QUARZO — Nel numero 4 1972 a pag. 155 di questa rivista si è dato notizia delle apparecchiature usate dalla Casa svizzera Golay per il collaudo dei quarzi da usare nei suoi orologi elettronici. Ora la Casa ha posto in commercio tale orologio del diametro di 30 mm e dello spessore di 5,6 mm. Usa un circuito integrato C-MOS a film spesso; è tarato con passo di 0,25 s/giorno fra 0 e 3,75 s/giorno; consuma 13 microampere ed ha un'autonomia di 18 mesi; la frequenza del quarzo è di 32768 Hz; lo scarto annuo è dell'ordine di un minuto.

(1619)

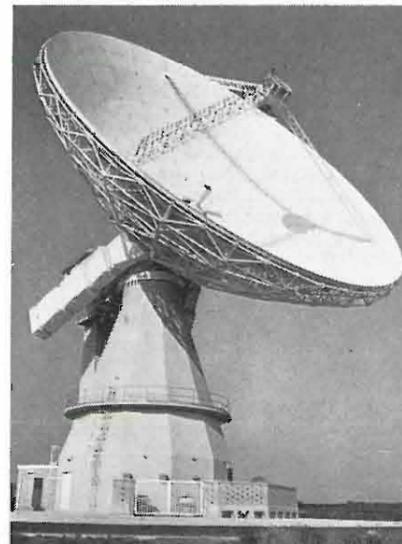
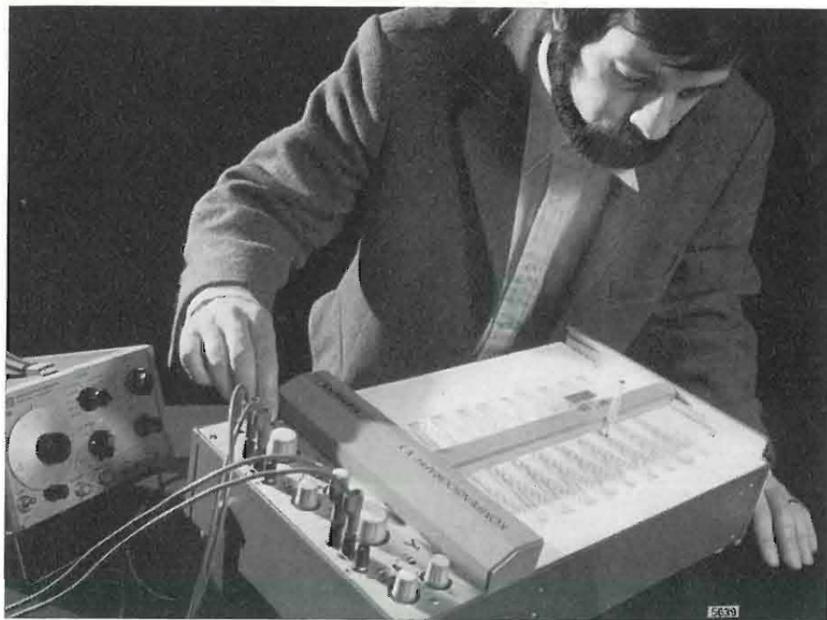
NUOVO DISPOSITIVO ELETTRONICO A SCATTO VELOCE — Un dispositivo elettronico sperimentale in grado di « scattare » ad una velocità inferiore a 10 picosecondi è stato messo a punto dai ricercatori del laboratorio IBM di Zurigo.

Il funzionamento del nuovo dispositivo, denominato «giunzione di Josephson», è basato sull'effetto della superconduttività, cioè sulla scomparsa di resistenza elettrica che si verifica in alcuni materiali portati a temperature vicine allo zero assoluto (— 273° C). Inserendo fra due strati di metallo superconduttore un sottilissimo strato isolante, quest'ultimo si comporta come un superconduttore lasciando passare la corrente senza alcuna caduta di la tensione. Se la corrente applicata supera una certa intensità, si manifesta di scatto (meno di 10 picosecondi) una piccola caduta di tensione. I due diversi valori della tensione di uscita, così ottenuti, possono essere utilizzati per rappresentare gli « 1 » e gli « 0 » della logica binaria e trovare quindi impiego nei circuiti di calcolo e di memoria dei calcolatori elettronici.

Per le sue rivoluzionarie caratteristiche il nuovo dispositivo può costituire la base per la tecnologia futura degli elaboratori. Oltre all'altissima velocità di commutazione, esso presenta infatti microscopiche dimensioni (1,23 × 3,1 millesimi di millimetro) e consuma solamente un decimillesimo della potenza normalmente richiesta da un transistor veloce.

La fotografia riprodotta illustra, ingrandito cinquecento volte, il nuovo dispositivo. La « giunzione di Josephson » è costituita dal piccolo rettangolo al centro della foto, collegato mediante due linee di trasmissione ai circuiti per la misura della velocità di commutazione.

(1621)

A GOONHILLY IN FUNZIONE LA TERZA ANTENNA — Con la recente installazione della terza antenna rice-trasmittente per comunicazioni via satellite, la stazione di terra del Post Office a Goonhilly (Inghilterra) è ora la prima nel mondo a disporre di tre antenne funzionanti simultaneamente con tre satelliti geostazionari. Appositamente progettata per collegarsi con i satelliti posizionati a 36.000 km di quota sopra l'Atlantico, la nuova antenna, una volta collegata con l'antenna numero due, sarà in comunicazione con diciotto paesi. L'antenna numero uno lavora invece con un satellite che si trova sopra l'oceano Indiano e permette collegamenti con 16 paesi dell'Est. Le tre antenne consentono in totale il funzionamento di circa 700 circuiti telefonici a grande distanza (G E C - Marconi Electronics).

(1623)

REGISTRATORI VELOCI A COORDINATE X-Y — La Siemens ha realizzato registratori veloci a due coordinate X-Y del tipo Kompensograph con velocità di scrittura di oltre 45 cm/s, che possono venir impiegati laddove è possibile trasformare in valori di corrente continua le grandezze da registrare e da misurare.

I Kompensograph X-Y dispongono di un sistema di misura robusto e sicuro che consente un andamento lineare della scala anche per piccoli campi di misura. L'apparecchio è insensibile ai sovraccarichi grazie all'impiego di arresti pneumatici di finecorsa e di un innesto a frizione. Gli apparecchi sono forniti in versione da tavolo o per montaggio su quadro e possono essere posti anche in posizione verticale.

La punta scrivente è costituita da un nuovo tipo di cartuccia in fibra con supporto a cambio rapido in modo che sia possibile realizzare diverse registrazioni e disegnare una linea ininterrotta anche con velocità di registrazione massima. Quando l'apparecchio viene arrestato, il liquido della cartuccia non fuoriesce, evitando così la formazione di macchie sulla carta.

La registrazione di diagrammi può essere iniziata o interrotta in qualsiasi momento grazie ad un dispositivo elettromagnetico che solleva la punta, per esempio durante la fase di ritorno della punta stessa, quando si registrano determinate funzioni. La punta scrivente si può comandare dall'esterno. Per la registrazione possono venir impiegati fogli di carta singoli da disporre in base a tacche prestampate orientate secondo punti luminosi o regolandosi con bordi di arresto. Si può adottare inoltre un cambiafogli che regola l'avanzamento della carta in 11 stadi e cioè da 0,5 mm/min fino a 1000 mm/min. Un altro accessorio è rappresentato da un generatore per i tempi base, che funziona in 10 stadi, da 0,1 s/cm fino a 200 s/cm. La carta viene mantenuta nella giusta posizione elettrostaticamente.

Le tensioni termiche non generano disturbi nel cursore perché è stato scelto un rapporto del divisore pari a 1 : 24 ed il circuito d'entrata funziona secondo il principio di un ponte sotto carico. Tensioni di disturbo vengono annullate. Resistenze all'origine con valore fino a 3 kohm non influiscono sul processo dinamico di risposta. La tensione da misurare viene compensata in un campo da 0,1 mV/cm a 10 mV/cm; campi più estesi, ossia da 30 mV/cm a 3 V/cm vengono rilevati mediante un partitore di tensione. Un potenziometro di precisione a dieci rapporti consente spostamenti del punto zero da circa —90% a +110%.

Durante il processo di registrazione, la tensione differenziale viene divisa, amplificata e raddrizzata secondo la fase e quindi inviata ad un motore a corrente continua supportato su cuscinetti a sfere; questo motore, con velocità superiore a 45 cm/s, sposta, insieme all'unità di correzione a comando motorico, il cursore del potenziometro di misura con relativo dispositivo scrivente.

Il Kompensograph X-Y M 7323 è dimensionato per carta di formato DIN A 3. Le dimensioni del diagramma registrato sono di 370 mm per l'asse delle X e di 280 mm per l'asse delle Y. La versione M 7324, per formati DIN A 4, consente di registrare diagrammi di 280 mm sull'asse delle X e 180 mm lungo l'asse delle Y.

Con l'aggiunta di altri gruppi e di un sistema di avvolgimento e di avviamento del foglio, è possibile impiegare i due Kompensograph per registrare funzioni di tempo. Se necessario, si può far avanzare invece del foglio intero solo una parte di esso, per esempio 1/2, 1/4, ecc. Il dispositivo di azionamento passo passo può venir impiegato anche per l'avanzamento continuo. (1585)

SISTEMA TELEVISIVO PER OSSERVATORI ASTRONOMICI — Un gruppo di tecnici della Divisione Tubi Elettronici della Westinghouse Electric Corporation ha recentemente visitato in Europa i principali osservatori astronomici, tra cui quelli di Milano, Heidelberg e St. Michel, per dimostrare praticamente l'impiego di un nuovo sistema di camera televisiva sensibile a bassissime intensità di raggi luminosi, che può grandemente facilitare il lavoro degli astronomi nell'osservare stelle a luce molto debole.

La telecamera, che può essere perfettamente adattata entro l'oculare di un telescopio, impiega gli stessi tipi di tubi convertitori d'immagine SEC (a conduzione secondaria di elettroni) o EBS (al silicio con bombardamento elettronico) usati dalla Westinghouse per la trasmissione di immagini dalla luna durante la recente serie di voli delle navicelle Apollo. Il nuovo sistema televisivo, oltre alla estrema sensibilità alla luce, possiede alcune altre speciali caratteristiche che fanno risparmiare tempo e mezzi considerevoli nell'effettuare e registrare osservazioni astronomiche. Esso può anche essere impiegato con microscopi ad alto potere risolvente per meglio osservare e registrare fenomeni di dimensioni infinitesimali. Il sistema è posto in commercio nella due versioni TEM-801 e TEM-801-E. (1579)

ANALISI DI ELETTROCARDIOGRAMMI CON ELABORATORE A BASSO COSTO — Anche i più piccoli centri ospedalieri potranno avvalersi di sistemi per analisi di elettrocardiogrammi (ECG) grazie alla nuova serie di elaboratori « ECG-1500 » a basso costo resa recentemente disponibile dalla Digital Equipment Co. (DEC).

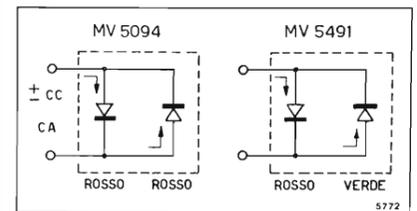
Essa è basata sul versatile calcolatore PDP-15 che può accettare l'immissione dei dati o per via diretta — attraverso una opportuna interfaccia — o per via « dataphone » da terminali remoti, ed è compatibile con la maggior parte delle apparecchiature automatiche di registrazione per ECG a tre canali attualmente in commercio.

I 10 elettrodi dell'apparecchio elettrocardiografico normale a 12 fili, sono connessi al paziente mentre l'operatore registra, tramite tastiera dell'unità memorizzatrice, le informazioni personali del paziente. Una volta che l'ECG sia registrato l'elaboratore accetta, pone in forma numerica ed interpreta i dati, operando « on-line » ed in tempo reale. Dopo un intervallo di tempo inferiore ai 10 secondi dall'acquisizione dei dati, vengono trasmessi dall'elaboratore al medico i risultati, sia descrittivi, sia interpretativi, delle analisi compiute. Il rapporto include tra l'altro tutte le misure ricavate dai diversi fili: deviazione dell'asse cardiaco, analisi dell'onda ed una valutazione generale dell'intero ECG. Il rapporto contiene infine una nota riassuntiva classificante l'elettrocardiogramma in una delle quattro possibili categorie volte ad indicare il grado di probabilità, da parte del paziente, nel soffrire di una più o meno grave affezione cardiaca.

La nuova originale serie « ECG-1500 » resa disponibile dalla Digital Equipment Co. sia nella versione a nastro (DECtape) che a disco, ha un prezzo minimo di circa Lit. 82.800.000 nella configurazione più piccola e presenta una velocità operativa massima di analisi di 250 ECG per ora. (1580)

LAMPADINA BICOLORE A DIODI LUMINESCENTI — Una nuova serie di lampadine costituite da due diodi ad emissione di luce (LED) collegati in parallelo ma in senso inverso come è indicato in figura, montati in un piccolo contenitore di resina epossidica trasparente o colorata, sono ora offerti dalla Monsanto.

I due diodi possono essere dello stesso tipo, per esempio emettere luce rossa (mod. MV 5094) e in tal caso il funzionamento si ottiene sia in corrente continua indipendentemente dalle polarità, sia in corrente alternata. Oppure i due diodi possono emettere luce di differente colore, per esempio rossa per l'uno e verde per l'altro (mod. MV 5491). In tal caso l'inversione delle polarità ha l'effetto di far cambiare il colore della luce emessa dalla lampadina mentre in corrente alternata si ha una combinazione dei due colori. Un terzo colore disponibile è il giallo e si possono avere lampadine con tutte le combinazioni possibili a due dei tre colori suddetti.

Tali lampadine possono servire per esempio come indicatore di carica e scarica di una batteria; si prevedono inoltre numerose applicazioni in telefonia, telecomunicazioni, strumentazione, diagnostica, ecc.

Le caratteristiche del tipo MW 5094 (rosso/rosso) sono: intensità luminosa 1,5 millicandele a 20 mA, caduta 1,65 V; per il diodo verde l'intensità luminosa è di 0,5 millicandele a 20 mA con caduta di 2,3 V. (1630)

OTTAVO SATELLITE ESRO — La foto riprodotta mostra l'ottavo satellite scientifico della European Space Research Organisation (ESRO) in fase di montaggio presso la British Aircraft Corporation in Inghilterra, alla quale è affidata una parte importante della progettazione e dell'attuazione del satellite.

A differenza dei precedenti satelliti ESRO, nei quali il carico pagante era prevalentemente assorbito dalle strutture, in questo un telescopio a raggi gamma occupa la maggior parte del satellite. Esso servirà a studiare i raggi cosmici provenienti dalla galassia. Il lancio è previsto per il settembre 1974. (1631)

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE (IEN)

(V. n. 4, 1973, pag. 152)

MAGGIO 1973			GIUGNO 1973		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
2		—404,0	1		—307,4
7	+5,9	—387,1	6	+5,1	—292,4
12		—370,5	11		—277,7
17	+5,5	—354,2	16	+5,1	—263,4
22		—338,4	21		—249,8
27	+5,5	—322,7	26	+5,3	—236,9

a) Giorni del mese; *b*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in μs. *c*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TU1 (BIH) in ms. (1636)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

CRAWFORD F. S. jr.: **La fisica di Berkeley - Onde ed oscillazioni,** « Zanichelli », Bologna, 1972.

Un volume di xxiv+614 pagine, formato cm 17 × cm 24, con 186 figure e numerose tabelle.

Prezzo lire italiane 10.800

Nel 1961 un gruppo di fisici, impegnati nei campi più attuali della ricerca, presso l'Università di Berkeley in California, presero l'impegno di realizzare un corso biennale di fisica a livello universitario per studenti di fisica e d'ingegneria. L'obbiettivo specifico nella stesura di questo corso fu quello innanzi tutto di mettere fortemente in risalto i fondamenti della fisica e successivamente di introdurre, in maniera molto comprensibile e corrente, le idee della relatività speciale, della fisica quantistica e della fisica statistica.

Il piano del corso si articolò in cinque volumi:

1. Meccanica; 2. Elettricità e magnetismo; 3. Onde e oscillazioni; 4. Fisica quantistica; 5. Fisica statistica.

Si può senz'altro osservare che l'indirizzo metodologico, secondo cui è stato sviluppato il corso, è veramente originale ed apprezzabile sotto molto aspetti per impostazione e stile della presentazione. Spicca in esso essenzialmente il punto di vista unitario e globale, da cui sono visti i fenomeni fisici, secondo una forma che è tipica di chi lavora nei campi avanzati della ricerca.

Il supporto matematico dato a tutta l'esposizione è molto agevole e accessibile nel modo in cui viene introdotto e nello stesso tempo di un certo livello, sicché il tono scientifico di tutta l'opera ne risulta molto pregevole.

I complementi, i problemi ed i numerosi esempi, tutti di interesse attuale, che corredano ogni volume, inducono il lettore ad approfondire, ampliare e fissare gli argomenti trattati, apprendendo metodi di lavoro ed acquistando la mentalità con cui il fisico utilizza la matematica.

Si fa presente infine che questo corso, così originalmente strutturato, trova il suo completamento in un corso di laboratorio di fisica elementare, conosciuto come « Il Laboratorio di fisica di Berkeley », che integra ed equilibra il primo sotto l'aspetto sperimentale.

Fatte queste premesse sulle caratteristiche generali di questo corso di fisica elementare, pubblicato dalla McGraw. Hill book Company-USA, ne presentiamo il terzo volume, che va sotto il titolo di: *Onde ed oscillazioni*, ed è edito in versione italiana dalla Zanichelli, Bologna.

Esso è dedicato allo studio delle onde e, come è nello spirito di tutta l'opera, riguarda queste sotto un aspetto estensivo e generale, in modo che risultino definiti i concetti fondamentali, che sono necessari per sviluppare una comprensione dei fenomeni naturali che implicano le tante forme di onde, che vanno, con tutte le loro reciproche relazioni e analogie, dalle onde nell'acqua alle onde sonore, dalle onde luminose alle onde elettromagnetiche, dalle onde sismiche alle onde di De Broglie, ecc.

L'originalità della trattazione sta nell'organizzazione del libro basata sulla esposizione graduale dei concetti fondamentali riguardanti le onde con la finalità di arrivare ad una reale comprensione della loro ampia generalità ed applicabilità ai fenomeni naturali osservabili, quali il suono, la luce, ecc.

« Gli esperimenti per casa », associati ai problemi proposti in ogni capitolo, costituiscono una parte originale ed importante del volume. Essi, con poca attrezzatura e non particolare, permettono un contatto diretto con i « fatti » fisici fondamentali e offrono un'illustrazione immediata di ogni concetto principale discusso nel testo. A tale scopo al volume è allegato un corredo ottico che, integrato con altri elementi di facile reperibilità, offre la possibilità di effettuare, con molta speditezza, questi esperimenti.

Gli argomenti trattati sono stati così divisi:

Capitolo 1°: *Oscillazioni libere di sistemi semplici* (p. 1). Vengono anzitutto riviste le oscillazioni libere di un oscillatore armonico unidimensionale, ponendo l'accento sugli aspetti fisici dell'inerzia e della forza di richiamo.

Cap. 2°: *Oscillazioni libere di sistemi con molti gradi di libertà* (p. 50). Il numero di gradi di libertà viene esteso da due ad un numero molto grande e si trovano i modi trasversali — le onde stazionarie — di una corda continua.

Cap. 3°: *Oscillazioni forzate* (p. 106). Sono prese in esame le oscillazioni forzate dei sistemi chiusi. Vengono considerati quindi i sistemi chiusi eccitati al disotto della loro frequenza di modo più bassa (o al di sopra di quella più alta) e si scoprono le onde esponenziali e l'azione filtrante.

Cap. 4°: *Onde progressive* (p. 161). Vengono introdotte le onde progressive dovute alle oscillazioni forzate di un sistema aperto e se ne studia la velocità di fase (compresa la dispersione) e l'impedenza. Si confrontano le loro caratteristiche con quelle delle onde stazionarie.

Cap. 5°: *La riflessione* (p. 232). Vengono esaminate le sovrapposizioni di onde stazionarie e progressive.

Cap. 6°: *Modulazioni, impulsi e pacchetti d'onde* (p. 274). Si considerano le sovrapposizioni che implicano frequenze diverse per formare impulsi e pacchetti d'onda e per estendere i concetti dell'analisi di Fourier.

Cap. 7°: *Onde in due e in tre dimensioni* (p. 335). È introdotto il fattore di propagazione K e sono studiate le onde elettromagnetiche, usando le equazioni di Maxwell, come punto di partenza. Vengono studiate anche le onde nell'acqua.

Cap. 8°: *La polarizzazione* (p. 398). Questo capitolo è dedicato allo studio della polarizzazione delle onde elettromagnetiche ed è posto l'accento sulla relazione fisica fra la polarizzazione parziale e la coerenza.

Cap. 9°: *Interferenza e diffusione* (p. 455). Vengono considerate sovrapposizioni di onde che hanno seguito percorsi differenti dalla sorgente al rivelatore. È posto in evidenza il significato fisico di coerenza. L'ottica geometrica è trattata come un fenomeno ondulatorio.

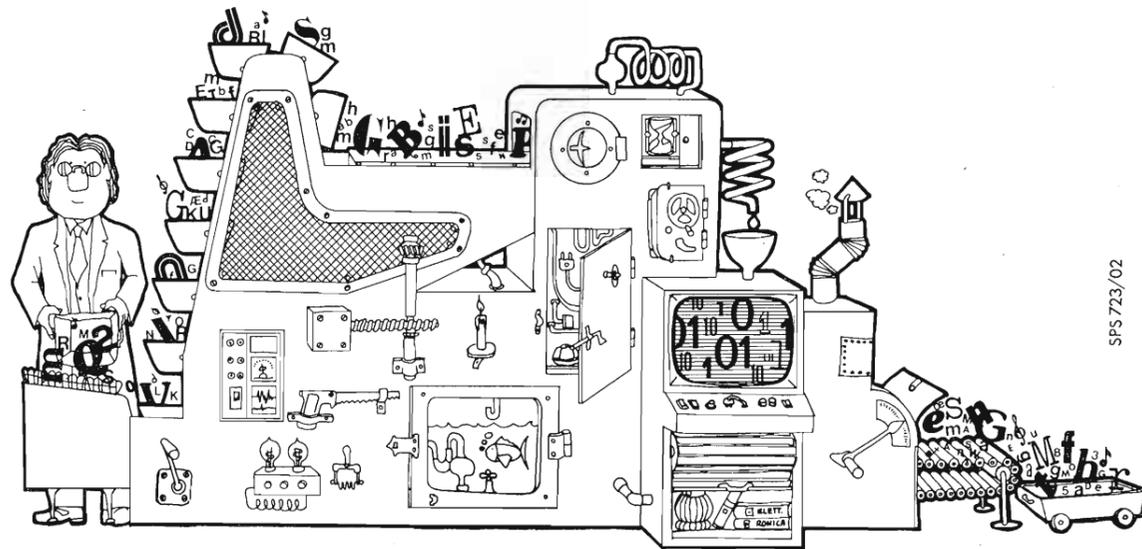
Seguono: Complementi (p. 547); Appendice (p. 589); Letture supplementari (p. 595); Indice analitico (p. 597;) Tabelle (p. 614).

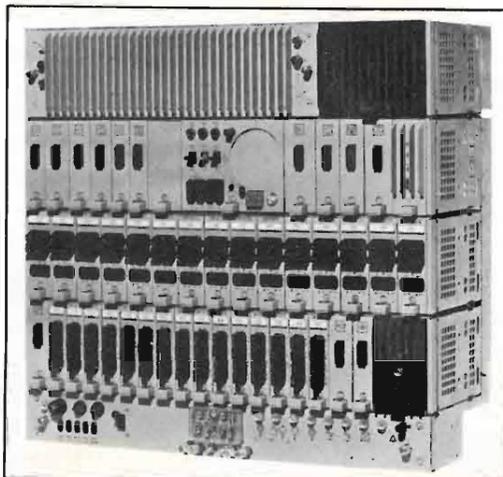
(1637) R. B.

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 10-1973

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

Certe persone credono che certe apparecchiature risolvano tutti i loro problemi di trasmissione.

SPS 723/02

Sistema PCM a 30 canali

Sistema per trasmissione su cavo di 30 canali fonici con due criteri di segnalazione, per collegamenti a breve e media distanza su coppie simmetriche anche di qualità non ottimale.

Altre, molte altre, affidano le loro comunicazioni al sistema Td 1, progettato e costruito con tecniche d'avanguardia, in grado di soddisfare tutte le esigenze di servizio.

* alta qualità di trasmissione
* alto grado di affidabilità
* notevole flessibilità d'uso
* semplice installazione e minima manutenzione
* basso costo

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

20149 Milano (Italia) - P.le Zavattari 12 - tel. (02) 4388.1

UNA SCELTA FACILE... con i tubi THOMSON-CSF

Noi fabbrichiamo tutti i tipi di tubi elettronici :

- ◻ tubi a microonde per applicazioni radar, telecomunicazioni e ponti radio
- ◻ tubi a immagine per oscilloscopia, displays, memorizzazione, intensificazione e riprese a basso livello di luce
- ◻ tubi trasmittenti per impieghi in onde corte, VHF e UHF
- ◻ tubi per applicazioni industriali.

C'è sempre una soluzione ai Vostri problemi

- sui nostri cataloghi
- presso i nostri laboratori

Vi preghiamo di contattarci : saremo lieti di metterci a Vostra disposizione.

THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI SRL
VIALE DEGLI AMMIRAGLI 71
ROMA / TEL. 638 14.58

THOMSON-CSF TH 537

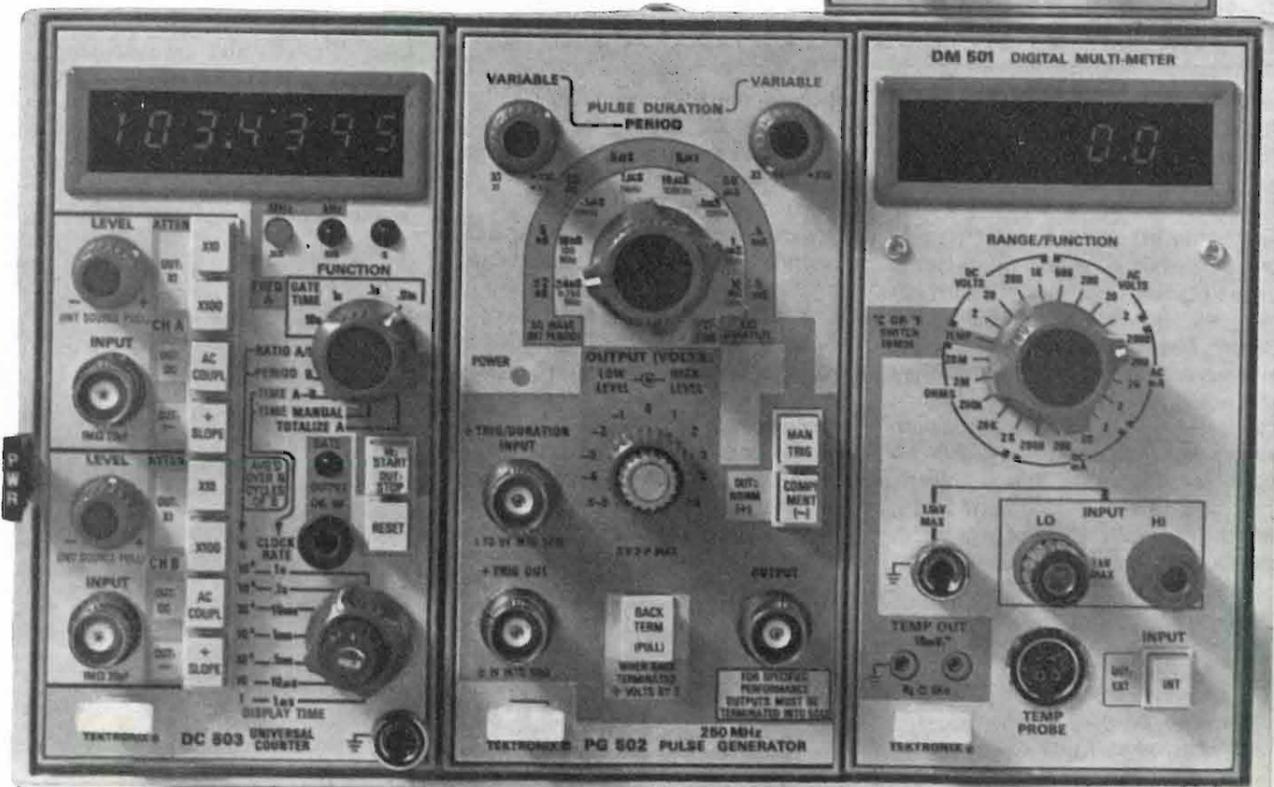
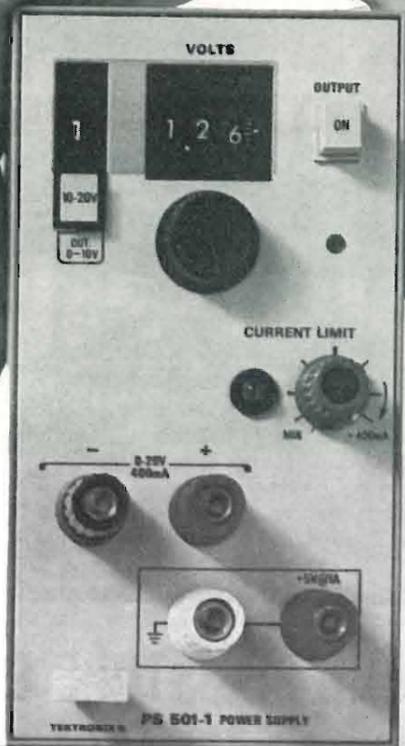
1715

TEKTRONIX®

MODULAR TEST AND MEASUREMENT SYSTEM

24 cassetti sono già disponibili:

— Contatori numerici fino a 550MHz —
— Generatori di segnali da 1 mHz a 1 GHz —
— Generatori di impulsi fino a 250 Mhz —
— Multimetri elettronici digitali —
— Amplificatori di misura —
— Monitori con tubo a raggi catodici —
— Alimentatori da laboratorio —
— Marcatempi —

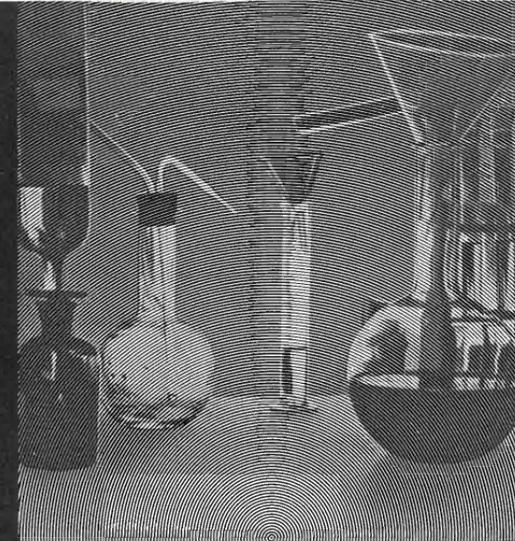
TM500 E' MODULARE, COMPATTO, ECONOMICO, MULTIFUNZIONALE

In Italia - SILVESTAR

20146 MILANO
20, Via dei Gracchi
Tel. (02) 4996 - Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA
30, Via Paisiello
Tel. (06) 8448841/5 linee - Telex 61511 Silstar

10139 TORINO
9, Piazza Adriano
Tel. (011) 443275-443276 - Ind. Tel. Silverstar

TELECOMUNICAZIONI AUSO SIEMENS

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. (02) 4388.1

la chimica del suono

Nel silenzio dei nostri laboratori si sviluppa una nuova scienza: la chimica del suono. Un' avanzata tecnica elettronica e una profonda conoscenza del mondo dei suoni ci hanno consentito la realizzazione di tavoli di regia audio in grado di plasmare i suoni così come la chimica fa con le molecole.

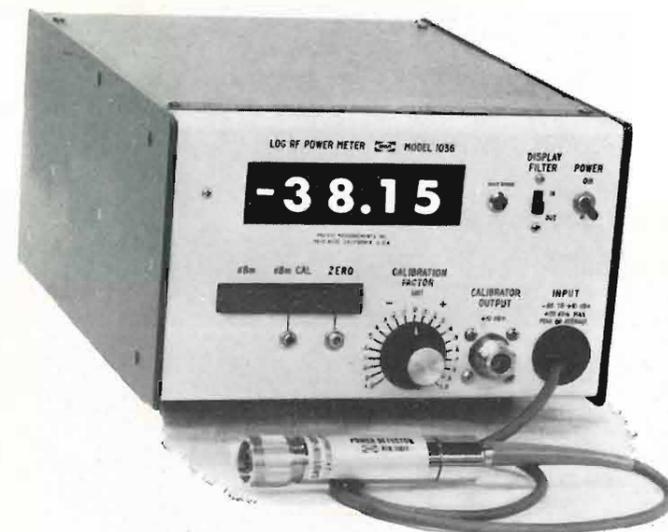
Per enti radiotelevisivi quali RAI, RTB, RTE, HNBTI e per numerosi studi di registrazione e case discografiche di tutto il mondo abbiamo progettato e costruito tavoli di regia e telai di commutazione audio. La soddisfazione manifestata dai nostri clienti è una concreta testimonianza dell'elevata qualità dei nostri prodotti.

SPS 663/13

- 1 MHz ... 14 GHz
- Scala speciale di 60 Db
- Alimentazione a rete e batterie ricaricabili
- Gamma di misura: — 50/— 40 ... + 10/+ 20 Dbm
- Robusto, portatile, maneggevole

misure di potenza in microonde
più SEMPLICI più RAPIDE più PRECISE
con i nuovi strumenti della:

Pacific Measurements, inc.

MICROWAVE POWER METERS / AC DIGITAL VOLTMETERS / POWER SUPPLY TEST SETS
LOGARITHMIC CONVERTERS / CRT DISPLAY CONVERTERS / FREQUENCY SYNTHESIZERS

- 1 MHz ... 18 GHz
- 50 Db di dinamica
- 0,01 Db di risoluzione
- Gamma di misura: — 40/—30 ... +10/+20 Dbm

Per maggiori informazioni Vi preghiamo di telefonare o di scrivere a:

Ditta Ing. OSCAR ROJE
Via Sant'Anatalone, 15 - MILANO 20147 - Tel. 415.41.41/2/3
Via di Porta Pinciana, 4 - ROMA 00187 - Tel. 480.029 - 465.630

la prossima mossa è vostra

... i prodotti chimici General Cement vi danno tutto il Vostro fabbisogno

90 PRODOTTI CHIMICI
PER IL MIGLIOR SERVIZIO RADIO & TV!

Con la più larga, la più completa linea di qualità dei prodotti chimici nella industria, General Cement è il nome che Voi dovrete ricordare sempre quando Voi avrete bisogno di un cemento, solvente, pulitore, lubrificante e tutto il resto. Ricordate che con la produzione di centinaia di differenti prodotti chimici sempre pronti, la General Cement soddisfa ogni Vostra necessità.

Agenti generali per l'Italia:

LARIR International S.p.A. - MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A TELEFONI: 795762 - 795763 - 780730

PHILIPS

contare e' facile...

...ma non sempre, specialmente quando deve tradurre in cifre valori che mutano ad ogni istante. La ricerca spaziale, come la ricerca elettronica, richiede scale di misura ogni giorno più complesse; perciò maggiormente sofisticati sono gli strumenti che esse utilizzano; e da loro pretendono una precisione senza "cadute". Contare è facile quando al servizio delle conquiste della tecnica, nella ricerca di laboratorio, ci sono strumenti che lo sanno fare: sono i contatori Philips.

PM 6645 + PM 6634: 500 MHz / 5 mV - 12,6 GHz con convertitore eterodina automatico a YIG - presentazione completa su 9 cifre.

Ovunque, un'onda Philips.

PHILIPS S.p.A. - Sezione PIT - 20052 MONZA
Viale Elvezia, 2 - Tel. (039) 361.441/5 - 360.364/6 - 360.383/4
Telegramma: PHILIPSPIT - Monza - Telex: 35290